TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXVIII - Marzo 1956
NUMERO
3
LIRE 250

STOCK-RADIO

Televisione

Scatole di montaggio 17" - 21" - 27"
Antenne TV e FM - Dipoli
Tubi "SYLVANIA„ - "TUNG-SOL„ 27" - 21" - 17" Iª scelta
Valvole: FIVRE - PHILIPS - MAZDA - MARCONI - SICTE

Via Panfilo Castaldi, 20 - Telefono 279.831

Radio

Scatole di montaggio Ricevitori
"SHOLAPHON„ - 5 Valvole - due Gamme
Valigette giradischi AMPLIFICATORI
Magnetofoni - MICROFONI Trombe
Prodotti Geloso

Abbiamo preparato un vasto assortimento di ricevitori e televisori a prezzi eccezionali, esposti per Voi nella nostra sede di via Panfilo Castaldi, 20 (Porta Venezia).
Potrete così ritirare il nuovo listino prezzi e catalogo illustrato, che vi servirà di guida preziosa per i Vostri acquisti.
In attesa di una vostra gradita visita, con ossequi **STOCK RADIO**

STOCK-RADIO

STRUMENTI DI GRANDE PRECISIONE

ELECTRICAL INSTRUMENT CO. - BLUFFTON, OHIO

PER L'INDUSTRIA ED IL SERVIZIO RADIO - TV

GENERATORE SWEEP con MARKER INCORPORATO

MOD. 3434 A

Generatore spazzolato fino a 12 MHz Frequenze comprese fra 0 e 240 MHz divise in tre gamme Controllo per lo minimo distorsione della forma d'onda di sweep Alta uscita per l' allineamento stadio per stadio. Marker stabilizzato e con scala a specchio per maggiore precisione. Frequenze divise in tre gamme: 3,5-5MHz; 19,5-30MHz; 29 50MHz in fondamentale; fino a 250MHz in armonica Marker a cristallo per doppio battimento Battimento sulla curva a "pip" o a "dip" Modulazione a 600 Hz sia sul cristallo che sul Marker per usare lo strumento quale generatore di barre

Mod. 625 NA.

Alta resistenza interno Indice a coltello su scala a specchio. 2 sensibilità in cc.: 10000 Ohm V e 20 000 Ohm V 10 000 Ohm V in ca 39 campi di misura. Tensioni continue tra 0 e 5000 V in 10 portate; tensioni alternate tra 0 e 5000 V in 5 portate; Misure di corrente tra 0 e 10 A. o 250 MV in 6 portate (1a portata 50 microampere f. s.) Misure di resistenza tra 0 Ohm e 40 Mohm in 3 portate

Mod. 650

Alta impedenza d'ingresso (11 Mohm) 32 campi di misura: cc tra 0 e 1000 V in 7 portate; ca. e RF. tra 0 e 500 V. in 6 portate; picco a picco tra 0 e 1400, in 7 portate; Ohm tra 0 e 1000 Mohm in 6 portate; Decibel riuniti in tabelle di riferimento. Campo di frequenza tra 15 Hz e 110 MHz. Zero centrale Commutatore unico.

OSCILLOSCOPIO 5"

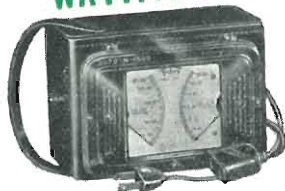
Mod. 3441

Amplificazione verticale in push-pull per una migliore risposta di frequenza Larghezza di banda di 4 MHz per una migliore resa in TV e negli usi industriali. Sensibilità verticale pari a 0,01 V pollice ovvero 10 MV pollice. Uscita del dente di sega direttamente prelevabile dal pannello e utilizzabile come segnale di basso frequenza tra 10 e 60 KHz. Analisi indistorta dell'onda quadra fino a 300 KHz per le applicazioni elettroniche. Amplificazione orizzontale in push-pull e sensibilità pari a 0, 15 RMS pollice per particolari applicazioni industriali Controllo diretto della tensione picco a picco fino a 1000 V per un migliore e più rapido servizio in TV Controlli doppi per la perfetta messa a fuoco su tutto lo schermo.

GENERATORE SWEEP

Mod. 3435

Usato in connessione ad un buon generatore di segnali modulato in ampiezza, riunisce in sè le caratteristiche del Mod. 3434 A.

Mod. 2002

Indica con la massima precisione la potenza assorbita da apparecchiature industriali, applicazioni elettrodomestiche, ecc. durante il loro funzionamento sia in cc che in ca tra 25 e 133 Hz Lettura contemporanea ed indipendente su 2 scale distinte dell'assorbimento e della tensione per il controllo della stessa sotto carico Ampio margine di sicurezza per il sovraccarico iniziale dei motori. Portate 0-1500-3000 Watt cc. ca. a 10 A. normale, 20 A. massimo, 40 A. carico istantaneo. 0-130-260 V cc ca.

SONDA MOLTIPLICATRICE PER A.T.

Mod. T79B-107

Utilizzabile per misure di tensioni fino a 50 KV. c.c in connessione al Voltmetro Elettronico Mod. 650

SONDA A CRISTALLO

Mod. 9989

Utilizzabile con l'oscilloscopio Mod 3441 per tracciare i segnali degli stadi TV - Radio MF - AF e per demodulare portanti modulate in ampiezza comprese fra 150 KHz e 250 MHz.

DISTRIBUTORI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

PASINI & ROSSI - GENOVA

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) - Telef. 83-465 - Telegr. PASIROSSI

Cercansi agenti qualificati e bene introdotti per le zone ancora libere

OSCILLOSCOPI DI GRAN CLASSE

Questi due nuovi oscilloscopi presentano caratteristiche elettriche superiori a quelle di qualsiasi altro tipo sinora costruito, e il loro prezzo rimane su un piano di concorrenza commerciale.

Questi strumenti sono stati realizzati nell'intento di associare tutte le esigenze richieste nel campo della ricerca scientifica, delle costruzioni industriali e della didattica elettronica. Vaste le applicazioni in virtù della larga banda passante e dell'accurata costruzione elettrica e meccanica.

Dalla tensione continua a 10 MHz.

Lettura diretta di tempo e di tensione.

Elevata la definizione e la luminosità.

Asse di tempo da 4 MHz ad 1 hertz.

CD 513

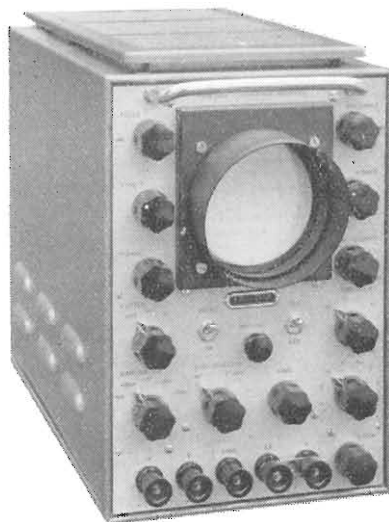
Caratteristiche principali

Tensione di postaccelerazione 4 kV. Tre gamme di amplificazione verticale compreso il preamplificatore per C. A - Sensibilità di 10 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 10 MHz; sensibilità di 1 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 5 MHz; sensibilità 100 mV/cm per segnali alternati da 3 hertz a 5 MHz e sensibilità di 1 m V/cm da 10 hertz a 100 kHz. Tre gamme di amplificazione orizzontale con sensibilità di 10 Volt/cm per tensioni continue e per tensioni alternate sino a 5,5 MHz. Asse dei tempi variabile con continuità da 0,1 microsecondi/cm a 100 millisecondi/cm con estensione dell'ampiezza orizzontale sino a cinque volte tramite un comando a quattro posizioni. Sincronismo interno ed esterno.

Larghezza di banda costante da 5 hertz a 9 MHz.

Calibratore di tempo e di tensione.

Alta sensibilità - 30 mV/cm.

Traccia indistorta di 10 cm a 10 MHz.

CD 514

Caratteristiche principali

Tensione di postaccelerazione 1,5 kV. Amplificatore verticale con banda passante compresa fra 5 Hertz e 9 M Hz con sensibilità da 30 m V/cm a 30 V/cm. Attenuatore compensato con regolazione continua e regolazione in tre scatti nel rapporto 10 a 1. Possibilità di espansione degli assi di tempo sino a tre diametri. Calibratore di tensione a 50 hertz a 100 mV; 1 Volt; 10 Volt e 100 Volt. Sensibilità dell'amplificatore orizzontale di 175 m V/cm da 2 hertz a 900 kHz. Asse dei tempi da 15 hertz a 300 kHz con scala dei tempi da 0,2 microsecondi/cm a 10 millisecondi/cm con possibilità di espansione di 5 volte.

"Marker„ di calibrazione a 0, 1, 1, e 10 microsecondi.

Sincronismo interno ed esterno.

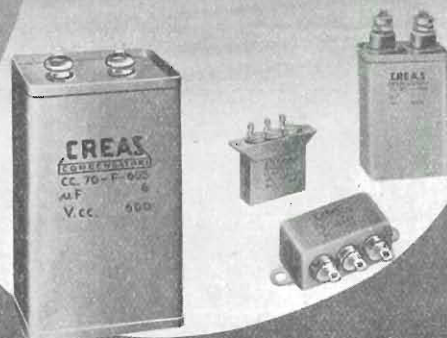
Per maggiori chiarimenti scrivere a:

THE SOLARTRON ELECTRONIC GROUP LTD.

THAMES DITTON, SURREY, ENGLAND. *Telegrammi:* **SOLARTRON, THAMES DITTON**

Agenti per l'Italia: "SEM„ DEL COMM. F. MODUGNO, 16 PIAZZA DELL'EMPORIO - ROMA

LESA
ELETTROACUSTICA
MICROFONI
LARINGOFONI
CUFFIE
ALTOPARLANTI E TROMBE
SISTEMI DIREZIONALI
MICROTELEFONI
APPARATI SPECIALI
LESA
MILANO SEDE - Via Bergamo, 21
ROMA UFFICIO - Via Montepertica, 47

C.R.E.A.S.
CONDENSATORI
CONDENSATORI ELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI
ELETTRONICHE CIVILI PROFESSIONALI MILITARI
CREAS
MILANO VIA PANTIGLIATE 5 - Tel. 45.71.75 - 45.71.76

TESTERS ANALIZZATORI - CAPACIMETRI - MISURATORI D'USCITA

MODELLO BREVETTATO 630 « I C E » E MODELLO BREVETTATO 680 « I C E »

Sensibilità 5000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

IL MODELLO 630 presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C.C. che in C.A. (5000 Ohms X Volt)
- **27 portate differenti!**
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITA'** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C. C. CHE IN C. A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO **100 «cento» megaohms!!!**).
- Strumento di ampia scala (mm. 83 55) di facile lettura.
- Dimensioni mm. 96 x 140 - **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

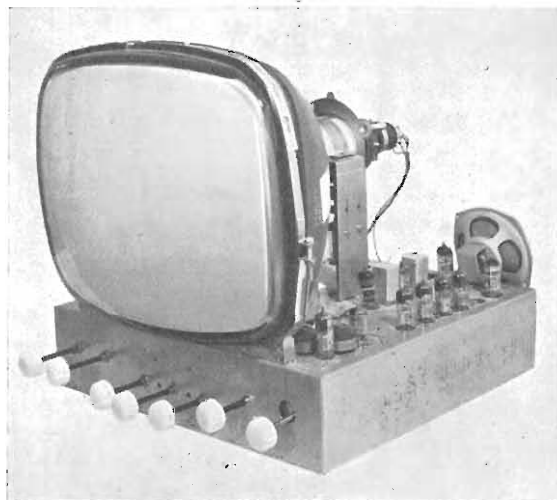
IL MODELLO 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C. C. di 20.000 Ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630	**L. 8.860!!!**
Tester modello 680	**L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. Stabilimento. A richiesta astuccio in vinilpelle L. 480.

I. C. E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
Milano (Italy) - Viale Abruzzi 38 - Tel. 200.381 - 222.003

IL TECNICO TV GUADAGNA PIU' DI UN LAUREATO!

i tecnici TV in Italia sono pochi perciò richiestissimi

Richiedete quindi subito il nostro Bollettino Informativo gratuito Vc Vi spiegheremo con chiarezza come diventare con spesa rateale minima TECNICO TV per corrispondenza.

Non bocciate un'idea prima di sapere di che si tratta!

Lo studio è facilissimo e divertente perchè la scuola adotta il metodo pratico brevettato americano dei

FUMETTI TECNICI

La Scuola dona inoltre a tutti gli allievi un **televisore da 17" completo di valvole e mobile** un **Oscillografo a Raggi catodici** ed un **Voltmetro elettronico.**

Corsi per TECNICO TV, RADIOTECNICO, MOTORISTA, DISEGNATORE, ELETTRICISTA, RADIOTELEGRAFISTA, CAPOMASTRO, SPECIALISTA MACCHINE UTENSILI, ecc.

Richiedete bollettino "C" informativo gratuito alla

SCUOLA POLITECNICA ITALIANA
ROMA - Viale Regina Margherita 294

ISTITUTO AUTORIZZATO DAL MINISTERO DI PUBBLICA ISTRUZIONE

Antenne
TV-MF
KATHREIN
la più vecchia e la più
grande fabbrica europea
30 anni di esperienza

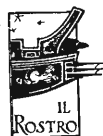
3

MARZO 1956

XXVIII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile . . . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08
C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione e Modulazione di Frequenza

Tecnica applicata

Circuiti

Rubriche fisse

Inevitabili ma Utili Assestamenti

NELL'EDITORIALE apparso su queste pagine nel Dicembre 1955 avevamo esaminata la critica situazione della nostra TV con soli 5 canali a disposizione, nel quadro degli attuali e prossimi aumenti del numero delle stazioni emittenti principali e secondarie (ripetitori).

Abbiamo oggi il piacere di constatare che l'allarme è stato seriamente raccolto dai competenti uffici del Governo, e l'inserzione di 3 nuovi canali (di cui si da notizia a pag. 104) nella esistente banda TV pare destinata ad essere realizzata entro breve tempo.

Quali saranno ora le conseguenze di riflesso di tali provvedimenti tecnici, sulla situazione generale delle ricezioni, del commercio e della produzione di ricevitori per TV nel nostro Paese?

Indubbiamente tale nuova situazione non è del tutto piacevole e può ingenerare confusione ed incertezze nel mercato TV. Diciamo però subito, anche a conferma di quanto già da noi scritto in precedenza su quest'argomento, che tale provvedimento è inevitabile: meglio quindi affrontarlo subito coraggiosamente, ora che il numero di telespettatori è ancora relativamente modesto (circa 270.000).

E' comunque certo che l'adozione dei tre nuovi canali, pur non modificando in alcun modo le condizioni di ricezione delle zone attualmente servite, pone i costruttori di televisori nella immediata necessità di modificare la propria produzione per adeguarla alle nuove esigenze.

Il problema tecnico non è di difficile soluzione. Meccanicamente si tratterà di realizzare un nuovo tipo di selettore ad otto o dieci posizioni.

Il tipo di selettore a 10 canali ormai divenuto normale nei Paesi che hanno adottato lo standard europeo C.C.I.R. (vedi Germania e Olanda) sarebbe indicatissimo e costituirebbe un utile ulteriore allineamento nell'ambito della tecnica TV europea.

Plaudiamo comunque incondizionatamente a questi nuovi provvedimenti che, se pure tardivi, miglioreranno notevolmente le condizioni del servizio TV nella gamma delle V.H.F. Ma poichè siamo in argomento, non possiamo fare a meno di riesaminare la questione dei canali nella banda U.H.F. già varie volte da noi considerati e discussi.

Non vi è alcun dubbio che, se pur utile e di immediata necessità, l'inserzione sopra accennata dei tre nuovi canali nella banda V.H.F., non rappresenta affatto una soluzione completa alla luce dei futuri sviluppi della nostra TV.

E' noto che nella banda delle frequenze U.H.F. (470÷890 MHz) sono disponibili diverse decine di nuovi canali TV.

Per contro le U.H.F. presentano due particolari inconvenienti:

1) *Area di servizio praticamente limitata all'orizzonte visivo.*
2) *Necessità di integrare i ricevitori con uno speciale dispositivo convertitore elettronico.*

Il primo inconveniente non è poi tanto grave se si fa in modo di adibire le U.H.F. ad un servizio strettamente locale. Anzi in parecchi casi, tale inconveniente può tramutarsi in deciso vantaggio nei riguardi di possibili interferenze a distanza.

La seconda necessità, pur costituendo una complicazione tecnica della ricezione ed un certo aggravio del costo del televisore, si è rivelata negli U.S.A. ove le U.H.F. sono state largamente adottate, assolutamente pratica ed efficiente, dando in molti casi risultati complessivi superiori a quelli delle V.H.F.

E' quindi indispensabile, già sin d'ora, prepararsi alle U.H.F. sia predisponendo da parte dei competenti uffici del Governo la piena disponibilità della banda eterea, sia iniziando da parte dei costruttori studi ed esperienze per la migliore realizza-

(il testo segue a pag. 103)

Amplificatori Risonanti a Sintonia

Nel progetto degli amplificatori a larga banda, quali ad esempio gli stadi a frequenza intermedia dei ricevitori per TV, si ricorre con molta frequenza ai circuiti risonanti a sintonia semplice sfalsata (staggered). L'A., dopo alcune note introduttive, imposta un interessantissimo parallelo tra dipletti e filtri di banda e conclude con un chiaro esempio di progetto di uno stadio amplificatore a dipletto.

1. - CIRCUITI RISONANTI A SINTONIA SEMPLICE SFALSATA.

È BEN NOTO come sia possibile ottenere un responso del tipo passa-banda da un amplificatore costituito da più stadi in cascata, ciascuno dei quali risuoni su una particolare frequenza, interna alla banda passante (1).

Un amplificatore siffatto può essere sempre ridotto ad un unico tubo elettronico di mutua conduttanza g_m, inserito tra due circuiti risonanti; di questi uno, risonante alla pulsazione ω_1, ne costituisce il circuito d'ingresso; l'altro, risonante alla pulsazione ω_2, ne costituisce il carico anodico. Supposti nulli gli accoppiamenti parassiti, i due circuiti risulteranno isolati tra loro dalla mutua conduttanza del tubo elettronico alla quale è demandato il compito dell'amplificazione.

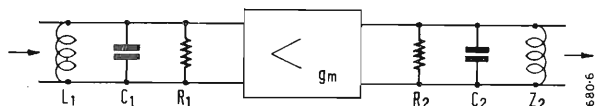



Fig. 1 - Circuito schematizzato di stadio amplificatore a dipletto.

Poichè il respondo del sistema costituito dal tubo elettronico e dai due circuiti risonanti dipende esclusivamente dal responso di questi ultimi, daremo a tale dispositivo il nome di *dipletto*. L'amplificatore, nel suo complesso, potrà venir visto come un gruppo di dipletti in cascata e il responso globale dipenderà dal responso dei singoli dipletti.

E' interessante notare come il responso di un dipletto sia analogo a quello di un sistema di circuiti risonanti accoppiati; ci proponiamo anzi di dimostrare come l'analisi del dipletto porti a relazioni formalmente identiche a quelle che si ricavano dalla teoria generale dei circuiti risonanti accoppiati.

Riferiamoci allo schema di fig. 1. Supponiamo, per semplicità, che i due circuiti risonanti siano isodissipativi, che sia cioè $Q_1 = Q_2 = Q$. Il circuito d'ingresso risuoni alla pulsazione $\omega_1 = (L_1C_1)^{-1/2}$ e quello d'uscita alla pulsazione $\omega_2 = (L_2C_2)^{-1/2}$. Sarà allora sempre possibile trovare una pulsazione ω_0 per cui sia:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} \qquad \omega_1 = \frac{\omega_0}{\alpha} \qquad \omega_2 = \omega_0 \cdot \alpha \qquad [1]$$

Il responso normalizzato dei due circuiti sarà allora, rispettivamente:

$$A = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega\alpha}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega\alpha}\right)}$$

$$A_2 = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$[2]$$

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega\alpha}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega\alpha}\right)^2}}$$

$$|A_2| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

e il responso globale del dipletto:

$$A = \frac{1}{\left[1 + jQ\left(\frac{\omega\alpha}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega\alpha}\right)\right]\left[1 + jQ\left(\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega}\right)\right]} \qquad [3]$$

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + Q^2\left(\frac{\omega\alpha}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega\alpha}\right)^2\right]\left[1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega}\right)^2\right]}}.$$

Nel grafico di fig. 2 sono rappresentati i responsi A_1 e A_2 dati dalle [2] ed il responso globale A dato dalla [3]. Si osservi che, mentre i responsi A_1 e A_2 sono normalizzati, il responso globale non lo è in quanto non ci è ancora noto il valore massimo che A assume nell'interno della banda passante.

Si osservi anche, che il responso globale A, ottenuto nel grafico di fig. 2 moltiplicando per punti le curve A_1 e A_2 ha lo stesso andamento che è caratteristico per un sistema di circuiti risonanti isocroni e isodissipativi sovraccoppiati.

Poichè il responso di un circuito risonante in parallelo può scriversi in forma normalizzata:

$$A = \frac{1}{1 + jQx}, \qquad [4]$$

(1) Microwave Receivers - Rad. Lab. Series - M.I.T. pg. 162.

Semplice Sfalsata

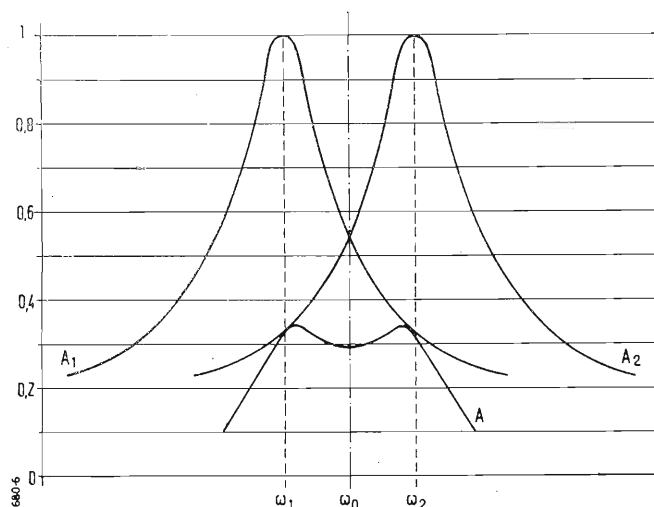
dott. Walter Horn
dell'Istituto Tecnico Industriale « A. Volta » - Trieste

essendo $x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$, sarà opportuno trasformare le [2] in modo da far apparire, come unica variabile, la x della [4].

Avremo:

$$\frac{\alpha\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\alpha\omega} = \frac{1}{\alpha}\left[\frac{\Delta\omega}{\omega_0} + (\alpha^2 - 1)\frac{\omega}{\omega_0}\right];$$

$$\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\alpha}\left[\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - (\alpha^2 - 1)\frac{\omega_0}{\omega}\right]. \quad [5]$$

Siccome, però, nell'interno della banda passante i termini $\frac{\omega}{\omega_0}$ e $\frac{\omega_0}{\omega}$ si discostano assai poco dall'unità, le [5] potranno anche scriversi nella forma:

$$\frac{\alpha\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\alpha\omega} = \frac{1}{\alpha}[x + (\alpha^2 - 1)],$$

$$\frac{\omega}{\alpha\omega_0} - \frac{\alpha\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\alpha}[x - (\alpha^2 - 1)]. \quad [5']$$

La [3] diviene così:

$$A = \frac{1}{\left\{1 + j\frac{Q}{\alpha}[x + (\alpha^2 - 1)]\right\}\left\{1 + j\frac{Q}{\alpha}[x - (\alpha^2 - 1)]\right\}}, \quad [6]$$

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + Q^2\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 - \frac{Q^2}{\alpha^2}x^2\right]^2 + 4\frac{Q^2}{\alpha^2}x^2}}.$$

Ponendo:

$$Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = \gamma; \qquad \frac{Q}{\alpha} = Q' \quad [7]$$

otterremo l'espressione, formalmente più semplice:

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2) + 4Q'^2x^2}}. \quad [6']$$

Proponiamoci ora di trovare le pulsazioni ω'' e ω' corrispondenti ai massimi del responso [6']. A tal fine cerchiamo, anzitutto, la banda $\Delta\omega$ compresa tra le pulsazioni cercate; basterà, a tal fine, trovare il valore di $x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ che rende minimo il denominatore della [6']. E precisamente:

$$\frac{d}{dx}[(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2)^2 + 4Q'^2x^2] = 0,$$

$$x^2 = \frac{\gamma^2 - 1}{Q'^2},$$

Fig. 2 - Responsi parziali A_1 e A_2 e responso globale A.

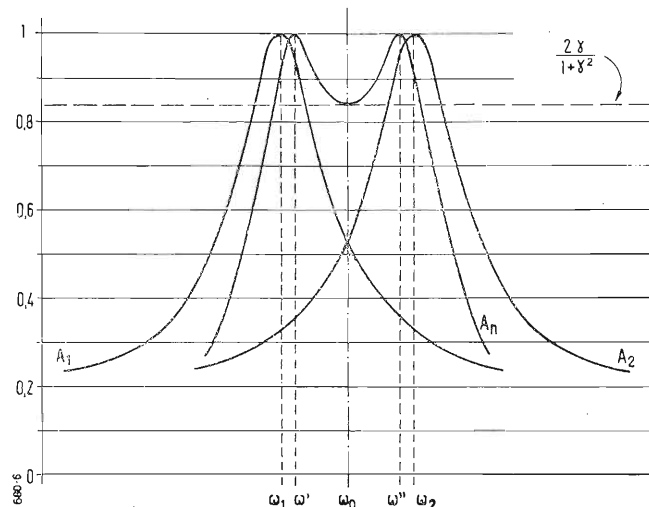



Fig. 3 - Responsi parziali normalizzati e responso globale normalizzato.

cioè:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q'}\sqrt{\gamma^2 - 1} \quad [8]$$

e, introducendovi le [7]:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0\alpha}{Q}\sqrt{Q^2\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1}. \quad [8']$$

Per trovare le pulsazioni ω'' e ω' che delimitano $\Delta\omega$ e che

corrispondono ai massimi del responso, ricordando che

$$\Delta\omega = \omega'' - \omega' \; ; \qquad \omega^2_0 = \omega'' \cdot \omega'$$

basterà risolvere il sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \omega'' - \omega' = \dfrac{\omega_0}{Q'} \sqrt{\gamma^2 - 1} \\ \omega'' \cdot \omega' = \omega_0^2 \end{cases}$$

Si ricava così:

$$\omega'' = \frac{\omega_0}{2Q'} \left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4Q'^2} + \sqrt{\gamma^2 - 1} \right], \qquad [9]$$

$$\omega' = \frac{\omega_0}{2Q'} \left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4Q'^2} - \sqrt{\gamma^2 - 1} \right],$$

ossia:

$$\omega'' = \frac{\omega_0 \alpha}{2Q} \left[\sqrt{Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 + 4\frac{Q^2}{\alpha^2}} + \sqrt{Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right],$$

[9']

$$\omega' = \frac{\omega_0 \alpha}{2Q} \left[\sqrt{Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 + 4\frac{Q^2}{\alpha^2}} - \sqrt{Q^2 \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1} \right].$$

Troviamo, ora, il massimo del responso; basterà introdurre lo estremante [8] nella [6]. Si ricava così:

$$|A|_{max} = \frac{1}{2\gamma} = \frac{1}{2Q\left(\alpha - \dfrac{1}{\alpha}\right)} . \qquad [10]$$

Siamo così in grado di esprimere il responso globale normalizzato. Sarà infatti:

$$A_n = \frac{A}{A_{max}},$$

per cui:

$$A_n = \frac{2\gamma}{\sqrt{(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2)^2 + 4Q'^2x^2}}, \qquad [11]$$

ossia:

$$A_n = \frac{2Q\left(\alpha - \dfrac{1}{\alpha}\right)}{\sqrt{\left[1 + Q^2\left(\alpha - \dfrac{1}{\alpha}\right)^2 - \dfrac{Q^2}{\alpha^2}\left(\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\dfrac{Q^2}{\alpha^2}\left(\dfrac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \qquad [11']$$

A centro banda, cioè alla pulsazione ω_0, sarà $\Delta\omega = 0$, per cui la [11'] diviene:

$$\underset{(\omega=\omega_0)}{A_n} = \frac{2\gamma}{1 + \gamma^2} = \frac{2Q\left(\alpha - \dfrac{1}{\alpha}\right)}{1 + Q^2\left(\alpha - \dfrac{1}{\alpha}\right)^2} . \qquad [12]$$

La caduta di responso in decibel a centro banda sarà quindi:

$$\delta_{[dB]} = 20 \log_{10} \frac{1 + \gamma^2}{2\gamma} \qquad [13]$$

e costituirà un dato di partenza nella elaborazione del progetto di un dipletto.

Nel grafico di fig. 3 è riportato l'andamento del responso globale normalizzato unitamente ai responsi normalizzati dei due circuiti risonanti costituenti il dipletto, A_1 e A_2. Si osservi che i due massimi di A_n occorrono alle pulsazioni ω'' e ω' più vicine a ω_0 di quanto non lo siano ω_2 e ω_1.

Per il calcolo della banda passante, bisognerà, anzitutto stabilire la caduta di responso alla quale la si vuol calcolare. Sia detta caduta di responso A_r. Avremo allora, per la [11]:

$$A_r = \frac{2\gamma}{\sqrt{(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2)^2 + 4Q'^2x^2}} . \qquad [14]$$

Risolvendo la [14] per $x = \dfrac{\Delta\omega}{\omega_0}$, si ottiene l'equazione biquadratica:

$$x^4 + 2x^2 \frac{1 - \gamma^2}{Q'^2} + \frac{(1 + \gamma^2)^2}{Q'^4} - \frac{4\gamma^2}{A_r^2 Q'^4} = 0,$$

dalla quale si ricava:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q'} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 2\gamma \sqrt{\frac{1}{A_r^2} - 1}}, \qquad [15]$$

ossia:

$$\Delta\omega = \frac{\alpha\omega_0}{Q} \sqrt{Q^2\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)^2 - 1 + 2Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)\sqrt{\frac{1}{A_r^2} - 1}} \qquad [15']$$

Desiderando calcolare la banda passante per una caduta di responso di 3 dB agli estremi banda, basterà porre, nella [15]

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{2}} .$$

Avremo, allora:

$$\Delta\omega_{[3]} = \frac{\omega_0}{Q'} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 2\gamma} . \qquad [16]$$

La [16] assieme alla [13] costituisce un dato di partenza nell'impostazione del progetto del dipletto. Analogamente si avrà per la banda passante a — 10 dB:

$$\Delta\omega_{[10]} = \frac{\omega_0}{Q'} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 6\gamma} . \qquad [16']$$

Il rapporto tra la [16] e la [16'] fornisce, come noto, la selettività di taglio:

$$S_k = \sqrt{\frac{\gamma^2 - 1 + 2\gamma}{\gamma^2 - 1 + 6\gamma}} . \qquad [17]$$

2. - ANALOGIA TRA DIPLETTO E SISTEMA DI CIRCUITI RISONANTI ACCOPPIATI.

La relazione da noi trovata per il responso normalizzato del dipletto, e che riportiamo,

$$A_n = \frac{2\gamma}{\sqrt{(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2)^2 + 4Q'^2x^2}} \qquad [11] \qquad \gamma = Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) \qquad Q' = \frac{Q}{\alpha}$$

è formalmente identica alla

$$A_n = \frac{2\beta}{\sqrt{(1+\beta^2 - Q^2x^2)^2 + 4Q^2x^2}} \qquad \beta = \frac{k}{k_c} \qquad [18]$$

che esprime il responso normalizzato di un sistema di circuiti risonanti accoppiati (2).

Confrontando ora la [11] con la [18] si vede che, per analogia, al nostro termine

$$\gamma = Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)$$

potremo dare il significato che, nella [18], compete a β: di rapporto, cioè, tra il coefficiente di accoppiamento attuale e quello critico. Nel dipletto non esiste accoppiamento tra i due circuiti risonanti; perciò più che di « accoppiamento » potremo parlare di « sovrapposizione » tra i responsi dei due circuiti isolati.

L'analogia tra la [11] e la [18] non è però solamente formale. Osserviamo, infatti, come si comporta il responso normalizzato del dipletto al variare di γ:

a) Per $\gamma > 1$ il comportamento del dipletto è analogo a quello del sistema di circuiti risonanti sovraccoppiati. Al diminuire di γ, i massimi occorrono a pulsazioni ω'', ω' sempre più prossime a ω_0, mentre la caduta di responso a centro banda diminuisce e diminuisce anche la banda passante. Ciò è messo in evidenza nel grafico di fig. 4.

b) Per $\gamma = 1$ il comportamento del dipletto è analogo a quello del sistema di circuiti risonanti criticamente accoppiati. Il responso presenta un unico massimo alla pulsazione ω_0, come facilmente si verifica dalla [8] e dalle [9]. Infatti:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_0}{Q'}\sqrt{\gamma^2 - 1} = 0\ ;$$

$$\omega'' = \frac{\omega_0}{2Q'}\left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4Q'^2} + \sqrt{\gamma^2 - 1}\right] = \omega_0\ ;$$

$$\omega' = \frac{\omega_0}{2Q'}\left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4Q'^2} - \sqrt{\gamma^2 - 1}\right] = \omega_0\,.$$

Per $\gamma = 1$ il responso del dipletto diviene:

$$A_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q'^2x^2}{4}}}\ ; \qquad [19]$$

la banda passante a — 3 dB:

$$\Delta\omega_{[3]} = \frac{\omega_0}{Q'}\sqrt{2} \qquad [20]$$

e quella a — 10 dB:

$$\Delta\omega_{[10]} = \frac{\omega_0}{Q'}\sqrt{6}\,. \qquad [20']$$

c) Per $\gamma < 1$ il comportamento del dipletto è analogo a quello del sistema di circuiti risonanti sottaccoppiati. Il responso normalizzato presenta un solo massimo, minore dell'unità, alla pulsazione ω_0; le [8] e [9], come ovvio, hanno un significato esclusivamente analitico nel piano complesso.

In base all'analogia, così messa in evidenza tra la [11] e la [18], possiamo individuare per il dipletto il parametro di accoppiamento, o meglio, di sovrapposizione, analogo al k e k_c dei circuiti risonanti accoppiati.

Chiameremo perciò *dipletto a sovrapposizione critica* quello per cui sia:

$$\gamma = 1\ ; \qquad Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = 1\,.$$

Ponendo, allora, per analogia ai circuiti accoppiati, per cui $k_c = \frac{1}{Q}$,

$$\chi_c = \frac{1}{Q}\,, \qquad [21]$$

risulterà:

$$\chi = \alpha - \frac{1}{\alpha}\,. \qquad [22]$$

All'espressione [22] è lecito dare il significato di *parametro di sovrapposizione* in quanto

$$\alpha - \frac{1}{\alpha} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

e quindi:

$$\chi = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}\,. \qquad [23]$$

Il parametro di sovrapposizione è perciò il rapporto tra l'intervallo di pulsazioni compreso tra le pulsazioni di risonanza dei due circuiti del dipletto e la pulsazione di centro banda.

Un caso particolare si presenta allorquando sia $\alpha = 1$; il dipletto allora cessa d'essere tale e degenera in un amplificatore risonante a circuiti isocroni e isodissipativi in cascata. Per $\alpha = 1$ avremo $\gamma = 0$ e quindi la [11] perde significato, così come perde significato la [18] per $k = 0$, cioè $\beta = 0$.

Per esprimere il responso del dipletto degenere, faremo ricorso alla [6'] che trascriviamo:

$$A = \frac{1}{\sqrt{(1 + \gamma^2 - Q'^2x^2)^2 + 4Q'^2x^2}}\,. \qquad [6']$$

La soprariportata [6'], per $\gamma = 0$, $\alpha = 1$, diviene:

$$A = \frac{1}{1 + Q^2x^2}\,, \qquad [6'']$$

che è normalizzata, in quanto, come si vede, per $x = 0$, $A_{max} = 1$. La [6''] esprime, come d'altra parte doveva essere, il responso globale normalizzato di un amplificatore a due stadi risonanti isocroni e isodissipativi (3).

Si noti che analoga considerazione può essere fatta anche per l'amplificatore a circuiti risonanti accoppiati; infatti, per $k = 0$, il complesso degenera in uno stadio amplificatore avente come circuito d'ingresso il secondario del filtro d'ingresso e come circuito di carico il primario del filtro d'uscita.

3. - CONCLUSIONE.

L'amplificatore a dipletto può, dunque, venir trattato come un filtro di banda a circuiti isocroni e isodissipativi

(2) E. Milton Boone, *Circuit theory of electron devices* - pg. 276 J. Wiley and Sons, Inc. New York.

(3) E. Milton Boone, *loco cit.*, pag. 158.

accoppiati. Dall'analisi riportata risulta che per i due dispositivi valgono le medesime relazioni, quando si ponga:

$$Q' = \frac{Q}{\alpha} \; ; \qquad \chi_c = k_c = \frac{1}{Q} \; ;$$

$$Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = \frac{k}{k_c} \; ; \qquad \chi = k = \left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right). \qquad [24]$$

Sulla scorta delle [24] potremo, anzi, sostituire al dipletto il sistema di circuiti risonanti accoppiati ad esso equivalente. L'equivalenza è chiarita in fig. 5.

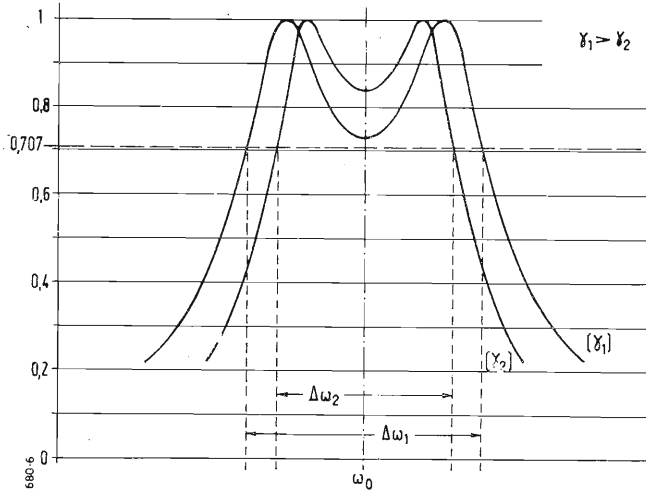



Fig. 4 - Comportamento del responso di un dipletto al variare di γ

Dal punto di vista realizzativo, l'amplificatore a sintonia singola sfalsata riesce di costruzione più semplice e di messa a punto più facile, specie quando siano richieste larghezze di banda percentuali non trascurabili. L'affermazione che il responso di un amplificatore a sintonia singola sfalsata sia più ripido, ai lati, e più uniforme nell'interno della banda passante, di quanto non lo sia l'amplificatore a circuiti risonanti accoppiati (4) non è invece suffragata dalla nostra indagine.

Si tenga però presente che le relazioni a cui siamo giunti sono valide solo negli intorni della risonanza, per la semplificazione accettata con le [5]' e introdotta nei successivi calcoli. Una trattazione rigorosa è possibile solo con l'ausilio di algoritmi molto più complessi (5), (6), ai quali abbiamo volutamente rinunciato onde ottenere relazioni semplici, maneggevoli e di uso corrente.

(4) *Electronics* - luglio 1955, pg. 158.

Fig. 5 - Equivalenza tra uno stadio amplificatore a dipletto a) e uno stadio a circuiti risonanti accoppiati b).

4. - PROGETTO DEL DIPLETTO.

Per progettare un dipletto ci si servirà delle relazioni [13] e [16]; e precisamente: con la

$$\delta_{[dB]} = 20 \log_{10} \frac{1 + \gamma^2}{2\gamma} , \qquad [13]$$

Fig. 6 - Responso di un dipletto, previsto in sede di progetto. Vedi testo.

si calcolerà γ in base alla massima caduta di responso δ in dB, tollerabile a centro banda. Con la:

$$\Delta\omega_{[3]} = \frac{\omega_0}{Q'} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 2\gamma} , \qquad [16]$$

si ricaverà Q' in base alla banda passante $\Delta\omega$ stabilita per una caduta di responso di 3 dB agli estremi banda. Per altri valori della caduta di responso agli estremi banda ci si servirà, invece, della relazione generale [15], specificando il valore di A_r.

Una volta noti γ e Q' sarà facile risalire, mediante le [7] a α e Q. Infatti:

$$Q' = \frac{Q}{\alpha} \; ; \qquad Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = \gamma \qquad [7]$$

e, quindi,

$$Q = Q'\alpha \; ; \qquad \alpha = \frac{1}{2Q} \left(\gamma + \sqrt{\gamma^2 + Q^2}\right) . \qquad [7']$$

Tenendo infine presente la struttura del circuito, avremo:

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{\alpha} \; ; \qquad \omega_1{}^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \; ; \qquad R_1 = \frac{Q}{\omega_1 C_1} \; ; \qquad [7'']$$

$$\omega_2 = \omega_0 \cdot \alpha \; ; \qquad \omega_2{}^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \; ; \qquad R_2 = \frac{Q}{\omega_2 C_2} .$$

(5) LEPAGE SEELY - *General Network Analysis* - Mc Graw-Hill.

(6) R. FELDKELLER - *Einführung in die theorie der hochfrequenzie\-bketten.*

Il guadagno dello stadio è dato dalla:

$$G = g_m \frac{R_2}{2\gamma} \qquad [25]$$

in cui R_2 è la resistenza vista dal circuito anodico del tubo amplificatore; la [25] tiene ovviamente conto del responso di tutto il dipletto. Si osservi che è:

$$G = g_m \frac{R_2}{2Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right)} \approx g_m \frac{1}{2C\,\Delta\omega} \qquad [25']$$

Il guadagno è cioè inversamente proporzionale alla capacità C in circuito; desiderando sfruttare al massimo l'amplificazione del tubo, converrà ridurre al minimo C, limitando quindi C_1 e C_2 delle [7''] alle sole capacità circuitali; la messa a punto del dipletto andrà fatta, in tal caso, aggiustando le induttanze L_1 e L_2.

5. - ESEMPIO.

Si voglia progettare uno stadio amplificatore a dipletto avente a 20 MHz la larghezza di banda di 5 MHz (a — 3 dB); la massima caduta di responso a centro banda sia di 1 dB. Tubo elettronico impiegato: 6AC7 con mutua conduttanza di 9 mA/V. Le capacità circuitali sono di 12 pF in ingresso e 15 pF in uscita.

Avremo:

$$\delta_{[dB]} = 20 \log_{10} \frac{1+\gamma^2}{2\gamma} \;; \qquad \delta = 1 \;; \qquad \gamma = 1{,}631$$

Formiamo il sistema di equazioni:

$$\begin{cases} Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = \gamma \\ \frac{\omega_0 \alpha}{Q} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 2\gamma} = \Delta\omega_{[3]} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Q\left(\alpha - \frac{1}{\alpha}\right) = 1{,}631 & Q = 9{,}6 \\ \frac{Q}{\alpha} = 8{,}88 & \alpha = 1{,}081 \end{cases}$$

I due circuiti del dipletto dovranno quindi risuonare su:

$$f_1 = \frac{f_0}{\alpha} \qquad f_1 = 18{,}41 \text{ MHz}$$

$$f_2 = f_0 \cdot \alpha \qquad f_2 = 21{,}62 \text{ MHz}$$

A titolo di controllo calcoliamo, con le [9'], le frequenze relative ai due massimi del responso:

$$\omega'' = \frac{\omega_0 \alpha}{2Q}\left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4\frac{Q^2}{\alpha^2}} + \sqrt{\gamma^2 - 1}\right] \;; f'' = 21{,}44 \text{ MHz}$$

$$\omega' = \frac{\omega_0 \alpha}{2Q}\left[\sqrt{\gamma^2 - 1 + 4\frac{Q^2}{\alpha^2}} - \sqrt{\gamma^2 - 1}\right] \;; f' = 18{,}56 \text{ MHz}$$

e la banda passante a — 10 dB:

$$\Delta\omega_{[10]} = \frac{\omega_0 \alpha}{Q} \sqrt{\gamma^2 - 1 + 6\gamma} \qquad \Delta f_{[10]} = 7{,}61 \text{ MHz}$$

Siamo così in grado di tracciare in fig. 6, grosso modo, il responso normalizzato del dipletto progettato.

Per il calcolo degli elementi circuitali facciamo ricorso alle [7'']. Avremo:

$$c_1 = 12 \text{ pF} \;; \qquad c_2 = 15 \text{ pF} \;;$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 c_1} \;; \quad L_1 = 6{,}2\,\mu\text{H} \;; \quad L_2 = \frac{1}{\omega_2^2 c_2} \;; L_2 = 3{,}6\,\mu\text{H} \;;$$

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_1 c} \;; \quad R_1 = 6920\,\Omega \;; \quad R_2 = \frac{Q}{\omega_2 c} \quad R_2 = 4725\,\Omega.$$

FINE

Inevitabili ma Utili Assestamenti

segue da pag. 97

zione pratica ed economica, dei necessari " convertitori " da aggiungere ai normali televisori, per la ricezione dei canali U.H.F.

La tecnica delle U.H.F. pur essendo fondamentalmente simile a quella delle V.H.F. se ne scosta però in molti particolari circuitali. Occorrono anche valvole capaci di oscillare bene e regolarmente a quelle frequenze: tipica ad esempio la 6AF4 oggi usata estensivamente in America.

L'adozione dei nuovi canali V.H.F. è più tardi U.H.F. interessa inoltre i costruttori di apparati di misura per TV sia per eventuali modifiche da apportare agli strumenti esistenti, sia per la produzione di quelli nuovi in V.H.F. e U.H.F.

Siamo convinti che l'adozione ufficiale delle U.H.F. per il servizio TV consentirà di moltiplicare grandemente il numero dei ripetitori TV senza far insorgere dannose interferenze reciproche.

Con potenze di 5÷10 W in U.H.F., irradiate da antenne fortemente direttive, si può realizzare un ottimo servizio locale, senza creare interferenze anche a poche decine di chilometri. E' questo il nuovo passo innanzi che la nostra TV deve fare: e lo deve fare senza indugi.

A. BANFI

Ancora sulla Ricezione dei Programmi TV Occidentali Oltre «Cortina»

In un articolo precedente (1) abbiamo riferito su molti casi di ricezione di programmi TV a grandi distanze, realizzati con impianti riceventi di sensibilità spinta, costruiti sia appositamente per captare le emissioni lontane, sia per la ricezione delle emittenti locali in zone marginali.

Sul fascicolo di dicembre della rivista sovietica *Radio* si dànno ulteriori notizie in merito. La ricezione, pur involontaria, delle emissioni TV occidentali a Poltava, viene confermata da un certo J. Rutkòvskij. Precisiamo che le trasmittenti più vicine sono: Charkow (76-84 MHz) a 120 km verso Est e Kiev (58 ÷ 66 MHz) a 290 km in direzione Ovest. L'antenna di questo teleamatore è a due piani, dimensionata per 76 ÷ 84 MHz, a pochi elementi, presumibilmente 2; la sua altezza è stata variata per migliorare la ricezione delle emittenti locali, ma queste modifiche non hanno influenzato le ricezioni lontane. L'esperimentatore di cui riferiamo, si occupa della TV dalla primavera 1955. Nel mese di maggio, mentre egli cercava, senza successo, di captare, con il suo televisore di produzione industriale (9″), oltre all'accompagnamento suono anche l'emissione video delle locali ricevette sul canale 58 ÷ 66 MHz, nelle ore 19.30 20.00, al termine di un temporale, un programma tedesco con ottima definizione e contrasto; l'accompagnamento suono era debole. Qualche giorno dopo, sullo stesso canale (61 ÷ 68 MHz) e nelle stesse ore, un telespettacolo italiano con suono forte ma definizione video scarsa. Non meno di sei volte, sul canale 49 ÷ 57 MHz, l'esperimentatore russo ricevette il canale audio di una emittente cecoslovacca.

Verso la fine dello stesso maggio 1955; il signor Rutkòvsij completò il suo impianto con un booster di produzione industriale, a due valvole (triodo e pentodo), ciò che gli permise di migliorare la ricezione delle trasmittenti nazionali ed inoltre, nel giorno 19-6-55 ore 13.00 - 14.00, di ricevere Praga con definizione buona, contrasto instabile, suono assente; canale 49 ÷ 57 MHz (improprio del booster). Nelle stesse ore, sul canale giusto: 58 ÷ 66 MHz egli ricevette una emissione italiana (video 62,25 MHz) con suono debole (67,75 MHz), contrasto ottimo definizione scarsa.

* * *

Alle prese con le emissioni occidentali che disturbano quelle russe, si trovava un certo Sacharòvskij dalla località Savièlovo, posta lungo la linea ferroviaria Mosca - Jaroslavl. Egli disponeva dello stesso tipo di televisore del teleamatore precedente, con in più un preamplificatore autocostruito a 4 valvole.

Le emissioni da Mosca (dalla direzione SO), sul canale 49-57 MHz, giunsero bene fino al maggio 1955, quando, per effetto di alcuni disturbi, industriali ed altri, la ricezione peggiorò notevolmente. Allora il signor Sacharòvskij pensò di captare lo stesso programma dalla stazione ripetitrice di Kalinin, situata a non meno di 140 km e in direzione più occidentale dalla precedente, operante sul canale 58 ÷ 66 MHz. Come antenna egli adoperò un singolo dipolo ripiegato, dimensionato per le frequenze di Kalinin e opportunamente orientato. Anche così organizzata, la ricezione non risultò esente da disturbi, inoltre traccie di immagini diverse da quelle desiderate apparivano a volte sullo schermo.

Il 30-5-55, ore 18.50, cinque minuti cioè prima della trasmissione russa, si presentò un monoscopio straniero che sparì appena iniziata l'emissione locale; questa però proseguiva con disturbi che si fecero sentire per lungo tempo.

Il 9-6-55, ore 19.30 - 19.40: emissione russa disturbata dall'immagine di un monoscopio a scacchiera.

Il 13-6-55, ore 20.50 - 22.00: emissione russa sopraffatta da quella tedesca che trasmetteva gare sportive da Stoccarda; audio e definizione video buoni; dopo le 21.25 cominciò ad irrompere ogni tanto, in qualità di « disturbatore », il programma russo. Il fenomeno fu osservato anche da altri teleamatori; uno di essi captò questa emissione su antenna per il canale 49 ÷ 57 MHz (impropria) e orientata verso Mosca (SO).

Il 2-7-55, ore 23.40 - 01.15, canale 49 ÷ 57 MHz: Praga, suono e definizione normali, antenna impropria al canale.

Il 3-7-55, ore 23.00 - 24.15, canale 49 ÷ 57 MHz: Praga disturbata ogni tanto da un'altra stazione estera. L'emissione fu ricevuta anche su antenna a dipolo ripiegato con riflettore, orientata verso Mosca e, agendo sulla sintonia, si poteva eliminarla, ricevendo Mosca quasi indisturbata.

Dopo l'aggiunta di elementi passivi, al dipolo primitivo e dopo orientamento ben scelto verso Kalinin dell'antenna, i disturbi occidentali cessarono.

* * *

I casi riportati non sono unici. Secondo quanto afferma, sulle pagine dello stesso fascicolo di dicembre della rivista *Radio*, il prof. A. Kasanzev, dall'Istituto di Radiotecnica e di Elettronica dell'Accademia delle Scienze dell'URSS, molti sono i teleamatori sovietici che nell'estate scorsa captarono trasmissioni TV italiane, svedesi ed altre.

In *Cecoslovacchia*, nel 1955 i DX televisivi furono realizzati da moltissimi teleamatori. La cosa è anche in certo modo organizzata, in quanto sulle pagine della rivista cecoslovacca *Amaterske Radio*, esiste una rubrica fissa, a cura di OFIQM, ove si pubblicano non soltanto le ricezioni avvenute, ma anche le previsioni dell'Istituto Geografico dell'Accademia delle Scienze Cecoslovacca, riguardanti l'orientamento della propagazione e la frequenza massima.

Riportiamo, sempre dallo stesso fascicolo di *Radio* (pag. 38), quali possibilità di DX televisivi si sono presentate ai teleamatori cecoslovacchi, nel periodo 12-5 – 13-6-55, alcune delle quali previste dall'Istituto Geografico:

12-5-55	ore 19.25 - 18.03	Inghilterra
13-5-55	ore 12.10 - 12.50	Mosca
16-5-55	ore 11.43 - 12,17	Mosca
16-5-55	ore 16.30	Inghilterra
20-5-55	ore 17.30 - 18.30	Inghilterra e Francia
21-5-55	ore 17.28 - 18.15	Inghilterra e Francia
22-5-55	ore imprecisate	Inghilterra, Olanda, Parigi.
24-5-55	ore 16.30 - 16.50	Inghilterra
24-5-55	ore 17.40 - 18.20	Mosca
24-5-55	ore 19.00 - 21.30	Inghilterra molto forte ma non oltre 28,4 MHz.
31-5-55	ore 09.34 - 13.02	Inghilterra
3-6-55	ore 10.15	Inghilterra
3-6-55	ore 17.05 - 17.54	Inghilterra
7-6-55	ore 09.27 - 10.18	Inghilterra e Francia, frequenza max. 56,7 MHz.
8-6-55	ore 16.45	Inghilterra forte (Praga disturbata).
13-6-55	ore 17.51 - 20.08	Mosca ed Inghilterra
13-6-55	ore 20.08 - 21.00	Inghilterra.

Secondo il relatore della suddetta rubrica della rivista cecoslovacca, una buona propagazione sulla gamma 50 ÷ 65 MHz è di solito preceduta da un buon ascolto nella banda 28 ÷ 30 MHz. È importante quindi osservare questa gamma, per chi tende a realizzare un DX televisivo.

* * *

Chiudiamo queste note con due notizie sul tema delle propagazioni lontane in genere, tratte dalla rassegna della stampa occidentale del fascicolo di gennaio 1956 della sovietica *Radio*.

Secondo *Wireless World*, nella città di Skilingarnd (Svezia meridionale), due sperimentatori a nome Peterson e Sandblom stanno realizzando dei DX televisivi. Le loro esperienze iniziarono il 1-6-54 con la ricezione mediante un semplice dipolo, d'un programma TV russo. In seguito l'antenna fu perfezionata e si ebbero, oltre che dall'URSS, ricezioni anche dalla Cecoslovacchia, Germania, Danimarca, Olanda ed altre non identificate. Per frequenze comprese entro 48 ÷ 61 MHz, i migliori risultati si ebbero con sistemi di aerei semplici. Per 62 ÷ 68 MHz invece è stata costruita una antenna girevole a 8 elementi, innalzata a 20 m dal suolo (su un palo di 12 m).

Le esperienze proseguirono nel 1955 con risultati che non superarono quelli precedenti. Eccezionale rimase il giorno 22-5-55 quando si ebbe una ricezione di Monte Penice, paragonabile a quella di qualche stazione locale vicina. In generale più stabili risultarono le ricezioni dei programmi russi ed italiani. Le stazioni inglesi esercitavano una certa azione disturbatrice ma non si potè riceverle a cagione dello standard differente: veniva adoperato un televisore di produzione industriale (17″).

Nell'Algeria, come comunica *La Television Française*, le ricezioni di Londra (45 ÷ 41 MHz) e di Parigi (46 ÷ 42 MHz) si verificano ripetutamente.

La stessa fonte riferisce di regolari ricezioni di Parigi 185 MHz a distanza di 300 km in una località del Belgio, mediante una antenna a 16 elementi. *(O.Cz.)*

(1) O. Cz., Ricezione dei Programmi TV Occidentali Oltre « Cortina », *l'antenna*, gennaio 1956, XXVIII, 1, pag. 8.

Nuovi canali TV per l'Italia

Si ha notizia che la Rai ha deciso di utilizzare due nuovi canali per l'irradiazione dei programmi TV. Si tratta dei canali « 3 a » (182,5 ÷ 189,5 MHz) e « 3 b » (191 ÷ 198 MHz).

Con l'adozione di questi nuovi canali e del canale « O », di cui si è data notizia nel numero scorso della Rivista (pag. 69) e del quale la Rai ha spostato in questi giorni i limiti di frequenza da 54 ÷ 61 MHz a 52,5 ÷ 59,5 MHz, i canali della TV italiana risultano in numero di otto.

Pare inoltre che la denominazione degli otto canali, compresi i cinque preesistenti, verrà modificata sostituendo ai numeri le lettere A, B, C, D, E, F, G ed H. *(l.b.)*

Oltre duecentomila gli abbonati alla TV

A tutt'oggi gli abbonamenti alla televisione italiana superano la cifra di duecentomila. Non siamo ancora in grado di dare le cifre esatte che, peraltro, daremo appena saranno pervenute dagli uffici competenti.

Diamo, intanto, le cifre che si riferiscono al 31 dicembre 1955. Gli abbonamenti alla televisione ammontavano a 178.793. Quelli contratti durante il 1955 sono 96.519, di cui 79.129 ordinari e 17.390 speciali. Nel mese di gennaio l'andamento della produzione abbonamenti è proseguito con ritmo notevole talchè, anche se ci si riferisce alla chiusura dell'anno scorso, si può affermare che ogni previsione è stata largamente superata.

Egualmente lusinghiera è stata la campagna abbonamenti alla Radio. Durante il 1955 sono stati registrati 629.915 abbonamenti nuovi che, aggiunti ai precedenti, fanno salire la cifra a 5.815.395. Degli abbonamenti radio contratti l'anno scorso 604.254 sono ordinari e 25.661 speciali. *(r.tv.)*

Usata per la prima volta la rete nazionale dei cavi coassiali

Per irradiare i programmi TV da Cortina d'Ampezzo è noto che la TV approntò dei collegamenti con ponti a micro-onde: gli impianti nuovi creati a Monte Faloria, sopra Cortina, furono infatti in collegamento con quelli del Monte Visentin, Monte Venda, Monte Penice e Milano e da qui con la rete nazionale TV. In aggiunta a questi impianti fu utilizzato — come riserva — il tratto di cavo coassiale Padova-Milano che è stato recentemente ultimato dall'Azienda di Stato. I primi esperimenti hanno dato eccellenti risultati. È la prima volta che in Italia viene usato il cavo coassiale per le trasmissioni televisive.

È noto che lo Stato ha predisposto la posa dei cavi coassiali per le telecomunicazioni in tutta la Penisola. Attualmente la posa dei cavi è in uno stadio avanzato di lavori; mentre le apparecchiature non sono state del tutto installate. L'unico tratto di cavo pronto è quello fra Padova e Milano (fa parte del tronco Milano-Venezia). Esso è stato approntato dallo Stato

con precedenza, appunto in previsione del suo impiego in occasione dei Giochi Olimpici di Cortina e per le trasmissioni televisive. (*r.tv.*)

Indagine Doxa sulla TV per la scuola

Nei mesi di maggio e giugno scorsi, in concomitanza con le trasmissioni televisive a carattere sperimentale per la scuola, l'Istituto Doxa ha eseguito per conto della RAI una indagine a mezzo di interviste allo scopo di conoscere l'opinione degli studenti di scuola media, dei loro familiari e degli insegnanti medi su tali trasmissioni.

Sono stati inoltre istituiti alcuni Gruppi di Ascolto, costituiti da scolaresche scelte in precedenza, dando incarico ai rispettivi docenti di compilare alcune relazioni sull'interesse dimostrato nei riguardi delle trasmissioni.

I risultati delle indagini hanno confermato il buon accoglimento delle trasmissioni da parte degli allievi, dei familiari e dei docenti, specie per quelle più spettacolari ed aventi carattere di complementarietà rispetto alle lezioni di classe.

Le conclusioni dell'inchiesta, attentamente studiata nei mesi scorsi, potranno essere prossimamente rese note. (*r.tv.*)

Un documento televisivo per i posteri

A ricordo della entrata in funzione, prevista per l'aprile 1956, della prima stazione televisiva a colori del mondo, la NBC, proprietaria del trasmettitore che sarà impiantato a Chicago, consegnerà a una società d'assicurazione, la «Prudential Life Insurance», una pellicola televisiva che, chiusa in un astuccio speciale, dovrà essere esumata e proiettata l'8 dicembre dell'anno 2000. (*r.tv.*)

Sempre più vasto pubblico per la TV commerciale britannica

Il rapporto della BBC sulle tendenze degli ascoltatori e videoascoltatori, pubblicato il 25 gennaio, mostra che vi è un crescente interesse fra i videoascoltatori per i programmi della televisione commerciale.

Più di 8.000 persone, i cui apparecchi offrono una scelta di programmi, sono state intervistate. Le loro risposte hanno dimostrato che fra i videoascoltatori adulti serali, liberi di scegliere, la proporzione percentuale è stata la seguente:

Ottobre	BBC	57;	ITA	43
Novembre	BBC	56;	ITA	44
Dicembre	BBC	49;	ITA	51

Il rapporto afferma che i programmi BBC e ITA (TV commerciale) avevano alla fine del trimestre, fra i proprietari di apparecchi che possono ricevere entrambi i programmi, uguali pubblici di adulti. Data, tuttavia, le copertura nazionale della BBC, dice il rapporto, il pubblico totale BBC è stato in media circa 20 volte quello della ITA.

I pubblici medi serali di adulti per la radio sono diminuiti da circa 5.500.000 nell'ultimo trimestre 1954 a 4.800.000 nell'ultimo trimestre 1955. Il rapporto dice che ciò è quasi interamente dovuto al ridotto ascolto delle persone che hanno acquistato apparecchi TV.

Le cifre relative agli ascoltatori e videoascoltatori in tutta l'Inghilterra sono basate su oltre 250.000 interviste nei tre mesi sotto rassegna, condotte nel corso della rilevazione BBC sugli ascoltatori e videoascoltatori.

Il rapporto dell'ITA sui videoascoltatori dice: «Sensazionali cambiamenti sembrano aver luogo nelle proporzioni relative dei pubblici BBC e ITA. Dovunque i videoascoltatori sono liberi di scegliere, i pubblici medi ITA sono ora il doppio di quelli BBC.

«Per i primi tre mesi di programmi ITA, i dati fanno pensare che i videoascoltatori facessero uso della loro nuova libertà di scelta per vedere quale dei programmi fosse da preferire. Verso la metà di dicembre sembra che essi abbiano deciso e da allora ha cominciato a manifestarsi una marcata preferenza per i programmi ITA». (*u.b.*)

Le vendite di televisori e di apparecchi radio si eguagliano

La televisione va così rapidamente progredendo nel Regno Unito che la vendita di ricevitori al pubblico ha quasi uguagliato nel 1955 quella di apparecchi radio.

La cifra di 1.335.000 televisori venduti rende il 1955 l'anno record per l'industria. Le vendite di apparecchi radio sono ammontate a 1.407.000 unità. (*u.b.*)

Televisione dall'elicottero per il controllo del traffico

Rappresentanti di Scotland Yard e ufficiali d'alto grado dell'esercito hanno assistito a prove pratiche intense a dimostrare come un sistema di TV industriale aria-terra possa contribuire allo studio dei problemi del traffico o alla effettuazione di ricognizioni su terreno difficile.

Un elicottero Sycamore, con una piccola camera TV industriale della Pye installata sullo sportello, si è alzato dalle fabbriche della Bristol Aeroplane Company a Filton, Bristol, ed ha trasmesso immagini della campagna, da quote fra i 150 e i 300 metri, su uno schermo a terra. I visitatori hanno chiaramente visto sul piccolo schermo le installazioni dei docks di Avonmouth, a quattro miglia di distanza, nonchè il movimento del traffico lungo le strade del Gloucestershire.

Si è in linea di massima convinti che l'elicottero offra ampie possibilità nel campo delle trasmissioni televisive aria-terra e possa, in molti casi, rappresentare un mezzo più soddisfacente dell'aereo ed ala fissa. La sua capacità di librarsi su una data località alla quota più adatta viene considerata una particolarità preziosa, non solo per quanto riguarda i problemi del controllo del traffico e le trasmissioni commerciali all'aperto, ma anche nei casi di emergenza, come ricognizioni da parte della difesa civile su zone devastate o la rilevazione dei danni arrecati da inondazioni o da incendi.

In queste dimostrazioni l'unità TV è stata montata su una barella che viene normalmente trasportata quando l'elicottero svolge servizi d'ambulanza, in modo da facilitare il carico e lo scarico dei 200 kg di attrezzature trasmittenti. Sono occorsi solo pochi minuti per rimuovere l'intera apparecchiatura: è bastato semplicemente staccare i cavi elettrici connessi all'apparecchio e quindi scaricare la barella. (*u.b.*)

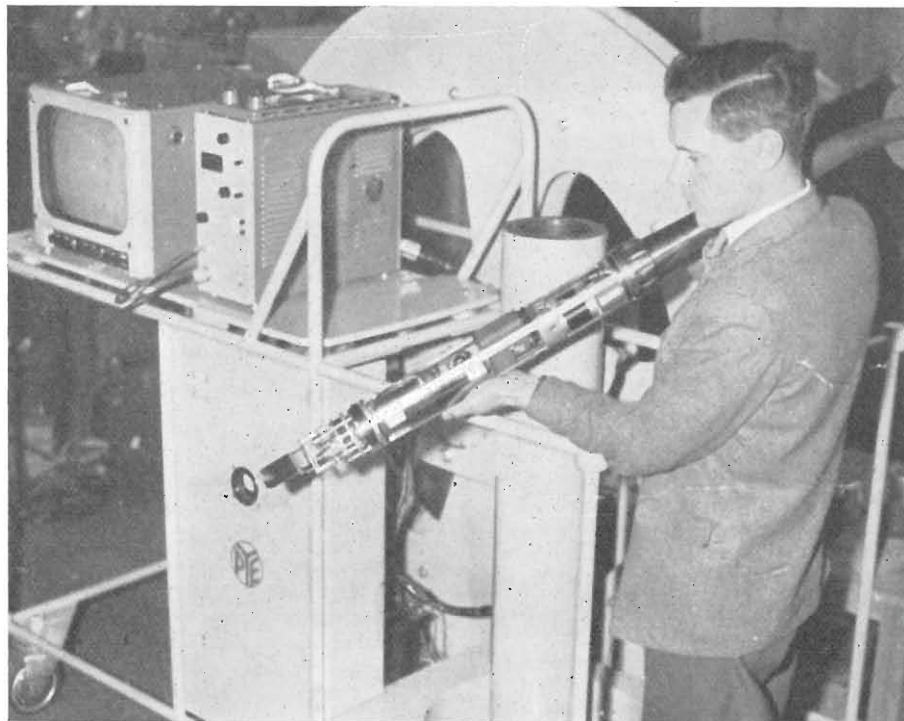
Nuova trasmittente britannica

La stazione trasmittente ITA «Indipendent Television Authority» da Croydon (Londra) emette: immagine 194.75 MHz (10kW), suono 191.25 MHz (2.5 kW) – definizione 405 linee. La potenza sarà aumentata a 60 kW per l'immagine e 15 kW per il suono. (*Micron*)

Esperimenti di TV a colori

Il 28, 29, 30 Marzo prossimo avranno luogo in Francia esperimenti di trasmissione a colori di TV. Questi esperimenti sono regolati dal Comitato Consultivo Internazionale delle Telecomunicazioni (C.C.I.C.) sotto l'egida della Unione Internazionale delle Telecomunicazioni (U.I.T.).

Il comitato si è riunito ai primi di Marzo a Ginevra dove i delegati venuti da venticinque paesi ebbero modo di assistere ad una serie di emissioni a colori realizzate dalla TV Svizzera.

Le altre dimostrazioni avranno luogo in Francia, nelle date già segnate, e dal 3 al 7 Aprile in Inghilterra, nonchè dal 10 al 12 Aprile in Olanda. Confronto dei metodi, discussioni sui mezzi di produzione, scelta di uno standard d'emissione, questi in breve gli argomenti delle discussioni. (*Micron*)

La guardiana degli atomi

Nei giorni scorsi a Cambridge è stata presentata alla stampa la più strana macchina da ripresa televisiva mai costruita. Si tratta di un tubo del diametro di 15 centimetri e della lunghezza di un metro il quale termina con un consueto obiettivo circondato da quattro lampadine.

Si direbbe a prima vista che si tratti di una grossa pila elettrica fatta per esplorare reconditi recessi. E in effetti è così: questa strana macchina da ripresa televisiva è stata costruita da una grande ditta inglese per conto della Centrale elettro-atomica di Calder Hall che verrà inaugurata dalla Regina il prossimo ottobre.

Mediante questa macchina da ripresa i tecnici di Calder Hall potranno penetrare nella pila atomica in funzione e vedere come avviene la fissione dell'uranio, come si comportano i blocchi di grafite al calore prodotto dalla reazione nucleare, come viene assorbito il calore dal gas di monossido di carbonio che a sua volta riscalderà l'acqua per produrre vapore atto ad azionare delle normali dinamo.

Con i suoi specchi che le consentono di riprendere immagini sotto qualsiasi angolo, la camera televisiva è controllata a distanza attraverso un cavo di gomma lungo circa 23 metri. Un flusso di biossido di carbonio la raffredda e un detergente toglie qualsiasi deposito di polvere radioattiva quando viene ritirata dal reattore. (*u.b.*)

Circuiti Stampati e Nuove Tecnologie

... alla base di tutto c'è una senplice idea: rimpiazzare i fasci di conduttori, così strettamente associati al concetto di apparecchiatura elettrica, con una superficie isolante avente delle piste conduttrici tracciate su di essa ...

LA TECNICA ELETTRONICA sta cambiando completamente il nostro sistema di vita. In ogni industria aumenta di giorno in giorno il macchinario controllato elettronicamente, capace di eseguire operazioni fino ad ora fatte con le mani.

Oggi una simile evoluzione sta verificandosi anche nell'industria che costruisce questi dispositivi di controllo. E forse è l'evoluzione più notevole ed improvvisa verificatasi nella breve storia dell'industria elettronica.

1. - GENERALITÀ.

Come avviene per tutti i cambiamenti importanti, alla base di tutto c'è un asemplice idea: rimpiazzare i fasci di conduttori, così strettamente associati al concetto di apparecchiatura elettrica, con una superficie isolante avente delle piste conduttrici tracciate su di essa. Siccome queste piste possono venire stampate, il nuovo sistema è diventato noto come la tecnologia dei circuiti stampati.

Prima di passare alla rassegna pratica di quanto si è fatto finora in questo campo, vediamo di inquadrare meglio questa tecnologia rivoluzionaria.

Con l'uso dei circuiti stampati i costruttori eliminano il noioso lavoro manuale di tagliare e spelare i conduttori, metterli in posizione, fissarli e saldarli, e quindi verificare il montaggio ricercando eventuali errori di filatura. Nelle applicazioni più avanzate si è giunti alla meccanizzazione completa del processo. Apposite macchine inseriscono i componenti quali resistori e condensatori nei punti già preparati dei circuiti stampati.

Radioricevitori e televisori possono venir costruiti nella maniera più economica che esista. Il tempo di montaggio diminuisce enormemente, e si elimina ogni errore umano. Ed il risultato è un montaggio compatto, meccanicamente più robusto e di manutenzione più facile di un montaggio classico.

Naturalmente l'impiego di circuiti stampati non è limitato al campo radio e televisivo. In genere tutti i dispositivi elettronici, suscettibili di venir prodotti in serie, diventano migliori e più economici quando sono realizzati mediante circuiti stampati. Ad esempio, in America, è corrente l'applicazione dello stampaggio nei circuiti degli amplificatori per sordità, nei complessi per «alta fedeltà», nei tester, nelle calcolatrici elettroniche, nelle apparecchiature di controllo industriali, nei contatori di GEIGER, nei giocattoli elettrici, in alcune parti degli impianti elettrici di bordo sugli aeroplani, ed in numerose altre applicazioni, specialmente di interesse militare.

In questi tempi vengono prodotti negli Stati Uniti circa un milione di circuiti stampati al mese, mentre cinque anni or sono non ne venivano praticamente prodotti. Questo significa la nascita di una nuova industria.

I metodi per fabbricare circuiti stampati assommano ad almeno venticinque. Fra questi citiamo:

— Su una base ceramica si stampa il circuito mediante un inchiostro metallico, quindi si cuoce il tutto in forno fino a fusione delle particelle metalliche fra di loro.

— Verniciatura metallica a spruzzo, da un piccolo ugello che segue sul pannello isolante il disegno del circuito.

— Fustellatura del circuito da un lamierino di rame ed incollaggio di esso sul supporto isolante.

— Incorporamento a caldo per laminazione del circuito metallico su una base plastica.

— Stampaggio con inchiostro a base di argento su una base di vetro.

— Stampa del circuito mediante un inchiostro resistente agli acidi su un pannello di materiale isolante metallizzato su una faccia. Successiva asportazione della metallizzazione superflua con un bagno acido.

— Su di un supporto preparato come nel caso precedente, riporto fotografico del circuito e successiva eliminazione del metallo non desiderato con opportuni trattamenti chimici o meccanici.

Come si può notare, tutti questi processi possono essere divisi in due grandi classi: processi «additivi», nei quali si apporta il materiale conduttore sulla base isolante, e processi «sottrattivi» in cui invece si fa uso di supporti isolanti metallizzati, e da essi si cancella l'eccedenza del materiale conduttore.

Questi ultimi processi sembrano attualmente essere i più usati.

2. - UN PO' DI STORIA.

Durante la seconda guerra mondiale, un ingegnere inglese di origine austriaca, a nome EISLER, pensò alla possibilità di realizzare circuiti stampati, ed eseguì numerose prove in collaborazione con H. STRONG, proprietario di un grande complesso tipografico, che fu poi completamente bombardato.

Ma nessuna dimostrazione servì a convincere i ministeri interessati o le ditte private a dare aiuto.

Nel 1947 gli inglesi rimasero però amaramente sorpresi, perchè in quel l'anno gli americani svincolarono dal segreto militare i rapporti sulla costituzione delle spolette a prossimità usate nelle granate contraeree. Ne erano state prodotte a milioni, e tutte con circuiti stampati.

Un gruppo di ricercatori, sotto la direzione del Dottor BRUNETTI, ora direttore della sezione ricerche della *Compagnia General Mill*, aveva messo a punto la produzione in serie dei circuiti stampati. Un anno più tardi negli Stati Uniti veniva richiesto il brevetto per il primo amplificatore per sordità. Molti altri prodotti seguivano a brevi intervalli di tempo.

Anche fuori d'America si svilupparono le applicazioni dei circuiti stampati, specialmente nel campo militare, sebbene non su basi industriali così vaste.

Circuiti stampati e macchinari automatici per il montaggio di componenti, già molto diffusi oggi, e certamente sempre più richiesti dal mercato nei prossimi anni, fanno prevedere un radicale mutamento anche nella tecnologia dei condensatori, resistori, bobine, trasformatori, commutatori e tubi elettronici.

Tutti questi componenti sono stati finora progettati per un'era in cui il montaggio avveniva a mano, ed il cablaggio effettuato con dei fili. Ma ora le esigenze si sono spostate, con l'avvento dei circuiti stampati, e occorre ridisegnare anche tutti gli accessori.

Vediamo di dare uno sguardo a quanto è già stato fatto, sia in campo industriale che in quello di laboratorio.

Cominciamo dai veri e proprii componenti che possono venire stampati. Condensatori con capacità specifica fino a 50 pF/cm^2 e limite di frequenza fino 1.000 MHz, possono venire realizzati

Elettroniche

(parte prima di due parti)

dott. ing. Gustavo Kuhn

con i più sottili laminati fenolici accoppiati a fogli di rame.

Il numero di armature è di due ovvero tre; quest'ultimo arrangiamento è indispensabile se una delle armature deve risultare schermata. Questi condensatori possono essere prodotti rapidamente ed in larga quantità.

Con l'impiego di inchiostri contenenti grafite o polveri metalliche disperse in una resina termoindurente possono venire stampati resistori con valori da una cinquantina di ohm, in più.

Si fa ormai grande uso in ogni applicazione di questi resistori producibili a basso prezzo.

Così pure si possono stampare facilmente sotto forma di spirale induttori di valore limitato, fino a circa 20 μH.

Valori induttivi più elevati si possono raggiungere con l'ausilio di speciali tecniche. A titolo di esempio, si sono stampati induttori su grandi fogli di carta, ripetuti in quantità.

Ripiegando su se stesso il foglio più volte, si ottengono induttori di qualsiasi valore.

A mezzo di questo sistema, unendo diversi di questi pieghevoli, si possono realizzare anche trasformatori di alimentazione stampati. Convenienti prese precedentemente stampate sui fogli rendono possibile ogni combinazione di primari e secondari.

Commutatori a slitta, interruttori e commutatori a pressione, gallette di commutatori rotativi sono già stati costruiti con la tecnica dei circuiti stampati.

È possibile che fra qualche tempo i fabbricanti di apparecchiature elettroniche useranno solo delle materie prime, realizzando tutti i componenti lungo la loro linea di produzione.

Se poi si rimpiazzeranno i tubi elettronici con dei transitori, ne risulteranno dei complessi elettronici a cui si potrà accordare senza conseguenze il trattamento normalmente riservato ad un pallone per il gioco del calcio.

C'è poi qualcosa da dire anche su di un nuovo concetto di costruzione, che si potrebbe chiamare ad elementi elettronici prefabbricati. In questo sistema, circuiti interi, o parte di essi, vengono realizzati su piccole piastrine standard di cartone bachelizzato a forma quadrata.

Il circuito intero è ottenuto sovrapponendo leggermente spaziati il numero desiderato di elementi. La piastrina terminale può essere quella destinata al supporto di uno o due tubi elettronici.

Montando i vari blocchi l'uno contiguo all'altro su una base isolante su cui siano stati stampati tutti i collegamenti fra i blocchi, ed effettuando le interconnessioni, si ottiene l'apparecchiatura completa, nell'edizione più compatta che si possa realizzare.

Sembra che in America comparirà fra pochi mesi il primo televisore commerciale costruito con questo sistema.

Anche ciò contribuisce alla rivoluzione nell'industria elettronica; essa renderà possibile al consumatore di ottenere equipaggiamenti elettronici in maggior quantità ed a prezzo minore di quanto sin qui è avvenuto.

3. - TECNOLOGIA.

Il primo passo, nel progettare un circuito stampato, è quello di ridurre il convenzionale circuito a tre dimensioni ad un disegno bidimensionale.

Il disegno si esegue normalmente in scala 4 : 1, in nero su bianco. Ciò per assicurare il massimo contrasto nella riproduzione fotografica.

Qualunque sia il metodo usato, lo scopo è sempre quello di depositare un materiale conduttore su di una base isolante.

Le qualità elettriche del circuito finito dipendono essenzialmente da tre fattori: natura della base isolante, natura della sostanza conduttrice e natura del legame impiegato per unire i due precedenti.

Sembra che fino ad ora il materiale che ha dato i migliori risultati come base isolante dei circuiti stampati sia la famiglia delle resine sintetiche termoindurenti, laminate a caldo.

In particolare si fa grande uso di laminati il cui riempitivo e supporto è della carta. Essi sono prodotti impregnando o ricoprendo il supporto con una resina termoindurente, laminando a caldo e sotto elevata pressione un determinato numero di fogli così preparati.

La reazione chimica che ha luogo in tali condizioni trasforma gli strati in un unico pannello omogeneo e molto duro.

Questo preparato unisce buone qualità elettriche e meccaniche, necessarie queste ultime per facilitare la lavorazione seguente che comporta operazioni di perforazione o di fustellatura.

Esso è inoltre abbastanza rigido da rimanere piano anche dopo l'applicazione del circuito.

Si possono naturalmente usare altre sostanze oltre alle suddette resine fenoliche, come per esempio il nylon, la paglia di vetro, la melamina e diversi siliconi.

La scelta è determinata caso per caso da altre speciali esigenze richieste alla base isolante.

La maggior parte dei sistemi di stampa del circuito usa un lamierino o una metallizzazione di rame come mezzo conduttore. Non è raro però l'impiego di alluminio, di argento, o di leghe di questi elementi.

Qualora si faccia uso di un lamierino, in cui verrà ritagliato il circuito, la prima operazione consiste nel laminare il metallo in spessori compresi fra 0,02 e 0,25 mm.

Lo spessore più usato è dell'ordine di 0,06 mm. Anche in questo campo si tende all'unificazione, ed il formato standard è stato fissato in 90 × 90 cm.

La pulizia della superficie metallica è un presupposto indispensabile per la successiva aderenza del metallo alla base isolante.

I fogli metallici dovranno perciò subire un trattamento che asporti ogni impurità superficiale e l'eventuale rivestimento di sostanze che facilitano la laminatura.

Di grande importanza è la scelta del collante che deve tenere assieme metallo e base isolante. Le qualità che esso deve possedere possono così riassumersi:

1 - Avere una forte adesività; questa rende possibili le operazioni meccaniche come punzonature, tagli, ecc., e conferisce resistenza alle sollecitazioni presenti durante la fase di assemblaggio.

2 - Resistere agli acidi, quando si impieghi il processo sottrattivo.

3 – Resistere al calore; ciò è necessario in determinate fasi del processo sottrattivo, come pure per le operazioni di saldatura.

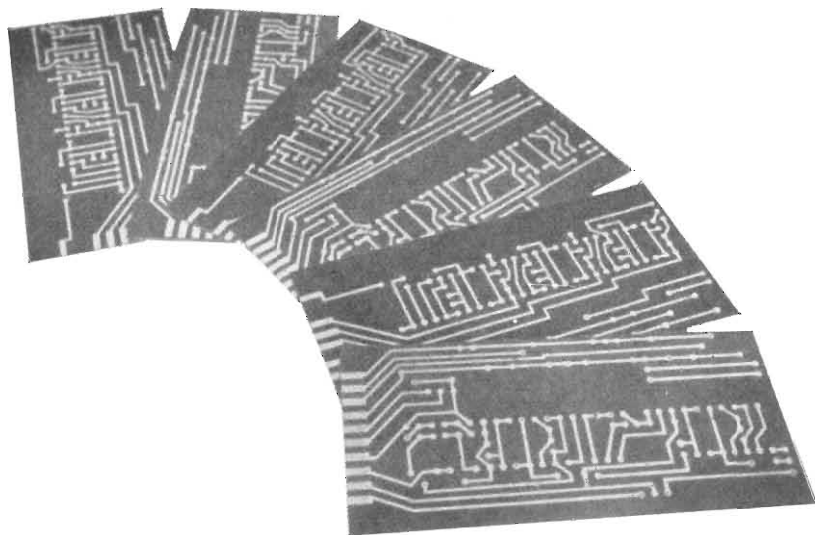
4 - Avere lunga durata, anche in avverse condizioni ambientali di temperatura ed umidità.

5 - Possedere buone qualità elettriche, paragonabili a quelle del materiale di base.

Gli adesivi più rispondenti a questa somma di esigenze si sono rivelati le mescolanze di resine termoplastiche e termoindurenti; è possibile ormai trovarne in commercio sia allo stato solido, per l'impiego a caldo, che allo stato liquido, per l'impiego a freddo.

Nei processi sottrattivi si impiegano come si è visto dei pannelli metallizzati su una o su entrambe le facce. Uno dei metodi di preparazione consiste nel sovrapporre durante l'allestimento dei supporti di resine fenoliche al desiderato numero di fogli di carta impregnata un sottile foglio di adesivo solido, seguito da un foglio di metallo. Tutto l'insieme è quindi sottoposto alla temperatura di circa 160 °C ed alla pressione di circa 100 kg/cm^2, per la durata di un'ora.

Quando siano richieste tolleranze più strette sugli spessori, si prepara prima il supporto isolante, e quindi si applicano l'adesivo ed il metallo, ripetendo il trattamento con calore e pressione. In entrambi i casi l'adesivo viene a costituire parte integrante del supporto isolante.

La resistenza allo strappamento del foglio metallico risulta funzione del suo spessore. In generale questa resi-

Esempi di pannelli recanti circuiti stampati, adatti per la realizzazione di circuiti elementari del tipo illustrato nella pagina di fianco.

stenza è maggiore con fogli di maggior spessore. Il valore minimo che deve presentare è dell'ordine di 1 kg. Questa è la forza capace di staccare dalla sua base isolante una striscia di laminato di rame della larghezza di 1 cm. La prova di resistenza alla temperatura si effettua portando il pannello, o un campione di pannello, alla temperatura di circa 220 °C per 10 secondi. Se non si hanno alterazioni del pannello, esso risulta adatto a sopportare processi di saldatura per immersione. Il pannello viene anche sottoposto a prove di foratura, fustellatura e taglio.

Negli Stati Uniti esistono parecchie Compagnie che producono correntemente pannelli metallizzati, come la *Synthane*, la *National Vulcanized Fibre Co.*, la *Formica Co.* ed altre fra le più importanti fabbriche di prodotti sintetici.

Come è stato prima accennato, esistono molti metodi di lavorazione dei pannelli metallizzati per ottenerne i circuiti finiti.

Nella maggior parte dei casi si procede allo stampaggio con normali macchine tipografiche. La composizione rappresenta il circuito da realizzare, e l'inchiostro è sostituito da una vernice antiacida a rapido essiccamento. La stampa con processi fotochimici è riservata ai circuiti più minuti o più ricchi di piccoli dettagli. La *Formica Co.* in Cincinnati, Ohio, è una delle poche fabbriche che allestiscono i pannelli metallizzati e procedono anche alla preparazione dei circuiti.

La prima operazione consiste nel preparare i pannelli, tagliandoli in misura tale da contenere un numero pratico ed economico di medesimi circuiti ripetuti più volte. Si arriva fino a cinquanta circuiti identici su di un solo foglio.

I fogli subiscono un lavaggio con soluzioni saline, per lo più dei cianuri, o un trattamento di pulitura meccanica, terminato con un energico lavaggio con acqua fredda e corrente.

Sulla superficie così preparata viene distesa o spruzzata l'emulsione fotosensibile. Speciali accorgimenti vengono presi affinchè lo strato risulti uniforme. L'essiccamento avviene in due o tre minuti. Di solito la sensibilità dell'emulsione è molto ridotta, permettendo di effettuare l'operazione in condizioni normali di illuminazione senza pregiudizio.

Da un negativo che riporta lo schema, si ricava sul foglio una copia fotografica per contatto, mediante un telaio in cui l'aderenza fra negativo e superficie trattata è ottenuta per depressione.

L'esposizione dura generalmente da 45 secondi a 6 minuti.

La sorgente luminosa è una lampada ad arco o a vapori metallici, fortemente attinica.

Dopo l'esposizione il pannello è immerso in un bagno di sviluppo, che scioglie via tutta l'emulsione non impressionata e cementa maggiormente quella che ha subito l'influenza della luce. Lo sviluppo lascia perciò sul foglio metallizzato la traccia delle piste conduttrici, ben definite e resistenti agli acidi.

Dopo il lavaggio il pannello è pronto per il bagno acido, che asporta lo strato metallico ovunque non ci sia l'emulsione impressionata.

Generalmente il bagno è una soluzione a 40° Baumé di cloruro di ferro. Il processo richiede da due a venti minuti, a seconda del tipo di impianto e dello spessore dello strato di rame.

Questa operazione può essere effettuata anche a spruzzo, risultando in tal caso più rapida, ma è limitato il numero di pannelli che possono venire trattati contemporaneamente.

Per una produzione di massa è preferibile un processo continuo, facendo passare i pannelli a mezzo di un trasportatore in bagni a flusso continuo della soluzione.

Per una produzione uniforme di alta qualità l'operazione di eliminazione del rame in eccedenza richiede il controllo più accurato. Il pericolo di una imperfetta asportazione del metallo o di un indebolimento della resistenza agli acidi dell'emulsione si evitano con la scelta della concentrazione più adatta, della temperatura e della durata del trattamento.

C'è poi il processo tipografico, quando occorra una produzione più larga ed i circuiti non siano eccessivamente dettagliati. I clichés sono ricavati dai disegni dei circuiti con i metodi normali. Si procede quindi alla stampa sui pannelli che hanno subito la solita pulitura con un inchiostro avente una elevata resistenza agli acidi. Siccome non esiste un inchiostro che dia assoluto affidamento sotto questo lato, è preferibile spolverare i pannelli appena escono dalla macchina tipografica con la stampa ancora umida con della polvere di asfalto. I pannelli vengono poi introdotti in forno con temperatura del piano di 120° ÷ 135 °C per ottenere l'essiccamento dell'inchiostro e la fusione della polvere di asfalto.

Il susseguente processo acido avviene come per i pannelli preparati fotograficamente.

In casi speciali in cui il rame non sia impiegabile per scarsa resistenza all'abrasione o alla corrosione, o insufficiente saldabilità, si può provvedere a rivestirlo con altri metalli.

La *Photocircuits Corporation* ha sviluppato un interessante processo di questo tipo.

Sul pannello viene stampato il negativo del circuito da ottenere, con una vernice resistente ai bagni galvanici. Quindi sulle parti scoperte si riporta con processi galvanici uno strato anche di notevole spessore di argento. Si lava in seguito la vernice, ed il rame indesiderato si asporta con il bagno acido già visto.

Questo non ha praticamente alcuna azione sullo strato di argento.

4. - ASSEMBLAGGIO AUTOMATICO.

I circuiti stampati che abbiamo esaminato finora hanno già una notevole importanza anche se il successivo completamento avviene con il montaggio manuale dei componenti.

Ma associandoli alle nuove tecniche di assemblaggio meccanico, essi alterano completamente le normali concezioni di un impianto per la produzione di equipaggiamenti elettrici.

Un primo passo è avvenuto da quando sono comparsi sul mercato i componenti specialmente destinati ad essere impiegati con i circuiti stampati. Essi sono provvisti di terminali modificati per l'introduzione negli appositi alloggiamenti previsti nei pannelli metallizzati.

Benchè anche con questi componenti si possano effettuare le saldature a mano, la principale prerogativa dei circuiti stampati è quella di permettere con facilità le saldature per immersione. Infatti con l'immersione per 5 o 10 secondi di tutto il circuito preparato in un bagno liquido di lega sal-

dante, si consegue l'assemblaggio in un'unica operazione. Il risultato è un risparmio di tempo e di materiale.

Se poi la messa in posizione dei componenti è effettuata meccanicamente, prima del bagno saldante, tutto il processo è reso automatico.

La prima realizzazione pratica di questo sistema si deve alla *Admiral Corporation*, e risale all'estate 1954.

Secondo l'esperienza dell'*Admiral*, il sistema offre molti vantaggi. Una produzione più uniforme, saldature praticamente perfette, maggiore resistenza alle massime escursioni di temperatura ed umidità che si incontrano nell'uso, possibilità più vaste offerte al progettista e minori costi di produzione.

Le macchine automatiche usate per l'assemblaggio utilizzano dei pannelli stampati che vengono prodotti in uno dei dodici stabilimenti dell'*Admiral* stessa. Essi sono convogliati da un trasportatore meccanico dello sviluppo di dieci metri sotto le varie macchine che procedono all'inserzione dei componenti. Cinquanta componenti assortiti vengono automaticamente inseriti, alcuni di questi uno alla volta, altri a due per volta e altri ancora a tre per volta. Prima dell'inserimento le macchine tagliano nella giusta lunghezza i terminali, quindi li aggraffano con precisione nei punti determinati dei circuiti stampati.

Ogni macchina è provvista di un dispositivo che, nel caso in cui un componente non cada fuori dal distributore, provoca l'accensione di una luce rossa di avviso, posta sulla macchina in cui è avvenuto l'inconveniente. Contemporaneamente tutta la linea è arrestata in modo automatico, e non può essere rimessa in movimento fino a che l'alimentazione dei componenti non è ridiventata normale.

Presso la *International Business Machines Corporation* si effettua l'assemblaggio di sottounità destinate a gigantesche calcolatrici elettroniche ordinate dalla *Air Force*, mediante una nuova macchina sviluppata dal reparto meccanico della *Compagnia General Mills*, di Minneapolis.

Chiamata « autofabbrica » questa nuova macchina consiste principalmente di un meccanismo che fornisce a regolari intervalli i pannelli che portano il circuito stampato ad un trasportatore, e di ventiquattro teste inseritrici complete di dispositivi di controllo e di serbatoi alimentatori dei componenti.

Esistono inoltre dei meccanismi posizionatori per orientare esattamente il pannello sotto le teste d'inserimento, e dei dispositivi che assicurano l'esatta sequenza delle operazioni.

Basandosi su una settimana lavorativa di 40 ore, questa macchina è capace di produrre circa 50.000 complessi finiti alla settimana. Il serbatoio dei pannelli stampati è caricato con oltre 400 circuiti, e ciascuna delle 24 teste è riempita fino alla massima capacità dei vari componenti assortiti. Tutte le teste lavorano contemporaneamente, e sono comandate da un albero a camme. Ogni volta che il pannello raggiunge la corretta posizione sotto una testa, il trasportatore si arresta momentaneamente, la testa effettua l'inserzione dei suoi componenti, quindi il trasportatore si rimette in movimento.

Quando il pannello raggiunge la testa successiva, il ciclo si ripete.

Nel caso in cui i circuiti richiedano meno di ventiquattro componenti, sono messe in funzione solo tante teste quante sono richieste. Sotto questo punto di vista la macchina è di funzionamento molto flessibile, e non è quindi legata alla realizzazione di un unico tipo di circuito.

La *Compagnia I. B. M.* per esempio prevede il prossimo impiego di una di queste macchine nell'assemblaggio di alcune centinaia di differenti circuiti.

Completato il ciclo completo, la sottounità finita è automaticamente passata ad un secondo trasportatore per le successive operazioni: ispezione ed automatica saldatura per immersione.

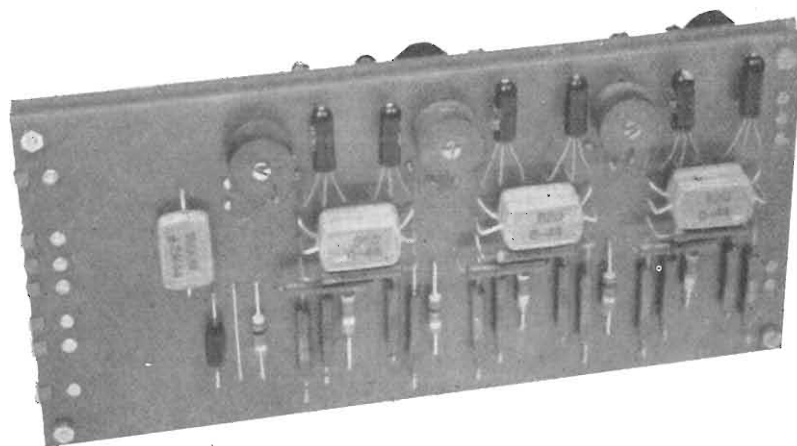
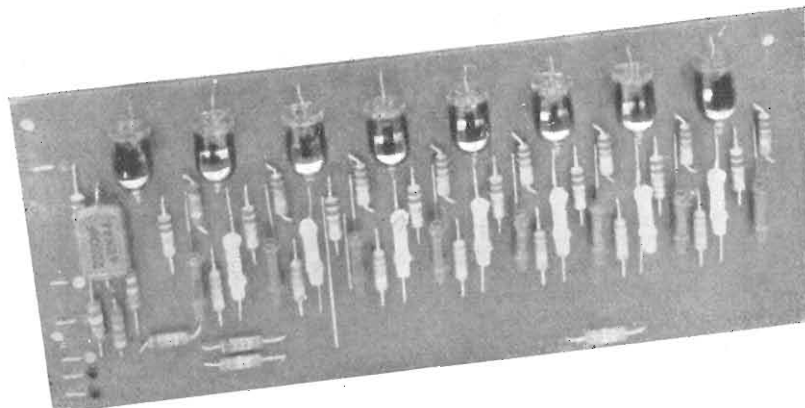
La *Compagnia General Mills* ha progettato e costruito una macchina per la saldatura automatica, da usare in congiunzione con la macchina che esegue l'assemblaggio.

Tempi morti si eliminano con l'uso di serbatoi multipli per i pannelli e per i componenti nelle teste d'inserzione. I serbatoi, montati su torrette, sono fatti girare automaticamente, di modo che non appena uno è vuoto, il suo posto è immediatamente preso da un serbatoio colmo.

Oltre a questi esempi, in molte fabbriche elettroniche ci sono in uso delle macchine sperimentali.

Si ha notizia di ricerche in questo campo da parte della *General Electric Company* e della *Radio Corporation of America*.

La *United Shoe Machinery Company* di Boston, che ha una lunga esperienza in macchinari automatici, sta mettendo ora in commercio una macchina per l'assemblaggio automatico.

(*continua*)

Ecco alcuni esempi di circuiti stampati, impiegati in macchine calcolatrici elettroniche di tipo numerico (vedi anche a pagina 114 di questa Rivista).
Sopra è raffigurato un circuito sperimentale munito di undici transistori OC71. L'accoppiamento tra gli stadi successivi è ottenuto mediante trasformatori con nuclei di ferroxcube ad olla. Il circuito, sviluppato nei laboratori della Philips Gloeilampenfabrieken, può essere operato dagli impulsi d'ingresso fino a frequenze di ripetizione di 80 kHz.

Altro esempio di montaggio utilizzante un circuito stampato. Si tratta di una decade bi-quinaria, facente parte di una macchina calcolatrice elettronica aritmetica. Sono visibili otto tubi a catodo freddo. L'unità può essere usata come elemento calcolatore, oppure come registratore o come elemento di memoria. Varie unità, come quella raffigurata qui sopra, possono essere riunite opportunamente sino a costituire circuiti assai complessi.

SSB: Trasmissione ad una Sola Banda

Si tratteggiano rapidamente pregi e difetti di questo sistema di trasmissione, particolarmente impiegato dagli amatori sulla banda degli 80 m, e si forniscono gli schemi quotati di un eccitatore a sfasamento e di un amplificatore lineare per la trasmissione con SSB.

SI SENTE sempre più spesso parlare di SSB; molte stazioni americane usano da tempo questo tipo di trasmissione e pensiamo di fare cosa gradita agli OM italiani esaminando i vantaggi e gli svantaggi che questo sistema comporta. Daremo anche una breve descrizione di un eccitatore e di un adattatore per SSB.

1. - CARATTERISTICHE.

Un segnale AM è composto come si sa da una portante e da due bande laterali. La portante avrà la frequenza di trasmissione mentre le bande laterali occuperanno uno spazio ai fianchi della portante uguale alla banda audio trasmessa (fig. 1). In ricezione si usa normalmente centrare la portante usando un ricevitore avente una banda passante capace di ricevere tutte e due le bande laterali oppure disponendo di un ricevitore a selettività molto spinta si

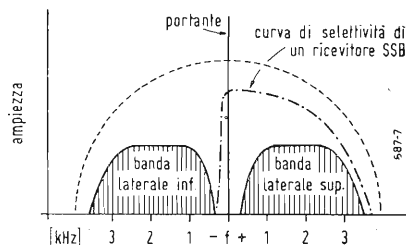



Fig. 1 - Una emissione AM è composta da una portante, da una banda laterale superiore e da una banda laterale inferiore. Con un ricevitore molto selettivo, avente una curva di selettività come quella segnata a tratti e punti, si può ricevere una sola banda laterale.

può anche ricevere una sola banda laterale (curva a punti e linee di fig. 1). Con il sistema SSB si provvede addirittura ad irradiare una sola banda laterale; anche la portante che in una emissione AM è essenziale con la SSB non è necessaria e può essere prodotta senza eccessiva difficoltà nel ricevitore. Possiamo dire pertanto che una trasmissione a banda laterale unica confrontata con una normale modulazione di ampiezza ha i seguenti vantaggi: in trasmissione le valvole dello stadio finale lavorano solo sotto modulazione e a parità di potenza d'entrata si ha un guadagno di circa 9 dB rispetto alla AM, il che è come dire avere un trasmettitore quasi otto volte più potente; in ricezione la banda passante del ricevitore potrà essere metà del normale migliorando così il rapporto segnale/disturbo; infatti riducendo la banda si riduce pure il disturbo nella stessa proporzione. Inoltre verrebbero liberi molti canali e diminuirebbero gli eterodinaggi delle portanti. Tra gli svantaggi invece dobbiamo segnalare la necessità di un amplificatore lineare, qualche difficoltà nel sintonizzare la stazione da ricevere ed eventualmente la necessità di apportare qualche modifica al ricevitore.

2. - TRASMISSIONE.

Vediamo ora brevemente come possiamo ottenere una emissione avente una sola banda laterale.

In fig. 2 sono riportati gli schemi a blocchi dei due sistemi più usati e precisamente con filtro e a sfasamento. Il primo sistema è forse il meno difficile da mettere a punto ma richiede un filtro molto elaborato avente una rapida attenuazione, come mostra la fig. 3 e può essere consigliato a chi vuole costruirsi un trasmettitore nuovo, mentre chi volesse adattare un trasmettitore già esistente si può orientare verso il secondo sistema che pur esigendo una regolazione più laboriosa dà ottimi risultati.

Il sistema con filtro è composto da un primo generatore RF che viene fatto lavorare sulla banda di 450 kHz circa (è più facile reperire cristalli per la costruzione del filtro che dovrà seguire questo stadio). Una valvola mescolatrice provvede a mescolare il segnale di BF proveniente dal microfono e debitamente amplificato con la frequenza di questo primo oscillatore. Il segnale che troveremo all'uscita, composto di una portante e da due bande laterali, viene inviato ad un filtro che provvede a lasciar passare una sola banda laterale. Un'altra mescolatrice penserà a sommare il segnale proveniente dal filtro (circa 450 kHz) con il segnale del VFO (3050-3250 kHz).

Ricaveremo quindi delle frequenze comprese fra 3500 e 3700 kHz che saranno amplificate da un amplificatore lineare e inviate all'antenna.

Con questo sistema di trasmissione quando un segnale SSB viene ridotto ad una frequenza diversa da quella da trasmettere è necessario cambiare questa frequenza non più per duplicazione, come si fa di solito, ma per conversione, esattamente come si usa nei ricevitori.

Nel sistema a sfasamento invece il segnale audio viene applicato a circuiti sfasatori ed invertitori di fase. All'uscita troveremo quattro segnali uguali ma sfasati di 90 gradi. Con lo stesso procedimento si sfasa il segnale RF proveniente dal VFO o da un duplicatore (frequenza della banda in cui si vuol trasmettere). Nei due modulatori bilanciati che seguono e che provvedono ad eliminare la portante, le fasi dei quattro segnali sono combinate in modo che mentre una banda laterale viene eliminata, l'altra viene esaltata.

L'uscita dei due modulatori potrà essere inviata direttamente all'antenna se il livello è sufficiente, oppure applicata ad un amplificatore lineare.

Come abbiamo accennato all'inizio, quando occorre amplificare segnali SSB, non potrà più servire il solito amplificatore in classe C, la distorsione sarebbe elevatissima; si usa a questo scopo la classe B il cui rendimento non è così elevato ma permette normalmente di raggiungere il 50-65 per cento.

3. - ECCITATORE A SFASAMENTO.

Descriviamo ora un semplice eccitatore a sfasamento da applicare ad un trasmettitore già esistente modificando leggermente lo stadio finale.

Il circuito elettrico è riportato in fig. 4. Sono usate quattro valvole 6SN7. I componenti più importanti sono i condensatori e le resistenze per i circuiti sfasatori. Il circuito sfasatore audio è composto da C_4 - C_5 - C_6 - C_{17} - C_{18} e C_{19} e da R_6-R_8-R_9-R_{20}-R_{22} e R_{23}. I valori di tolleranza di questi componenti devono stare possibilmente entro l'uno o il due per cento. Il circuito sfasatore RF comprende R_{17} - R_{18} - C_{14} - C_{15}.

Laterale

Giuseppe Moroni (i1ASM)

Fig. 2 - Schema a blocchi dei due sistemi di trasmissione a una sola banda laterale. a) a filtro; b) a sfasamento.

Anche per il valore di questi componenti vale quanto detto sopra. Per gli 80 m (banda per la quale questo eccitatore è stato progettato) i condensatori C_{14} e C_{15} sono da 425 pF; per le altre bande la capacità è inversamente proporzionale alla frequenza. Per esempio per 14 MHz la capacità di C_{14} e C_{15} sarà di 112 pF.

Le valvole audio V_1 e V_2 funzionano con una tensione positiva di griglia prelevata dal partitore R_2 e R_3. Le prime sezioni di questi due triodi (V_{1A} e V_{2A}) pilotano V_{1B} e V_{2B}, invertitrici di fase, tramite un circuito sfasatore. Lo sfasamento è tale che mentre all'uscita di V_{1B} troviamo due segnali a 0 e a 180 gradi, all'uscita di V_{2B} troveremo due segnali a 90 e a 270 gradi. Questa relazione è mantenuta abbastanza accuratamente per l'intera gamma di frequenza compresa fra 150 e 2700 Hz.

Per ottenere una buona soppressione di una banda laterale le quattro uscite audio dovranno essere uguali in ampiezza, pertanto è raccomandabile che le resistenze R_{10} - R_{11} - R_{24} e R_{25} vengano scelte per ottenere questa condizione.

Le uscite di V_{1B} sono inviate a V_{3A} e V_{3B} le cui placche sono collegate in controfase. Alle griglie di queste ultime due valvole viene pure inviato il segnale RF; per questo segnale però le griglie sono da considerarsi collegate in parallelo. Le connessioni tra V_{2B} e V_4 sono molto simili. In più si può notare il commutatore S_{1B} e S_{1C} che provvede ad invertire i due segnali audio dando così la possibilità di passare dalla

Fig. 4 - Circuito elettrico dell'eccitatore a sfasamento con modulatori bilanciati a basso livello. Elenco dei componenti:

*C*1 = 25 μF, 25 V; *C*2 = 10 nF; *C*3 = 2 μF, 350 V; *C*4 = 20 nF, v. testo; *C*5 = 3 nF, idem; *C*6 = 6,6 nF, idem; *C*7, *C*8, *C*20, *C*21 = 50 nF; 500 V; *C*9, *C*10, *C*22, *C*23 = 80 pF, mica; *C*11, *C*12, *C*24, *C*25, *C*28 = 2 nF; *C*13 = 500 pF; *C*14, *C*15 = 475 pF; *C*17 = 5 nF; *C*18 = = 730 pF; *C*19 = 1,6 nF; *C*26, *C*27 = 75 pF, doppio; *R*1, *R*31 = 2,2 kΩ, ½ W; *R*2 = 100 kΩ, 2W; *R*3 = 10 kΩ, 1W; *R*4 = 500 kΩ (guadagno AF); *R*5, *R*7, *R*19, *R*21 = 27 kΩ, 10 %, ½ W; *R*6, *R*20 = 22 kΩ, 2 %, ½ W; *R*8, *R*22 = 150 kΩ, 2 %, ½ W; *R*9, *R*23 = 100 kΩ, 2 %, ½ W; *R*10, *R*24 = 56 kΩ, ½ W; *R*11, *R*25 = 47 kΩ, ½ W; *R*12, *R*13, *R*26, *R*27 = 220 kΩ, ½ W; *R*14, *R*15, *R*28, *R*29 = 470 Ω, ½ W; *R*16, *R*39 = 1 kΩ, 3 W, a filo (bilanciamento portante); *R*17, *R*18 = 100 Ω, 2 %, 1W; RFC = bob. d'arresto 2,5 mH; *L*1 = 45 sp. con presa centrale, filo sm. 0,55, supporto ⌀ 25 mm; *L*2 = 10 sp. filo cop. vinile avvolte al centro di *L*1; *S*1 A, B, C = comm. 4 posiz., 3 vie; *V*1, *V*2, *V*3, *V*4 = 6SN7.

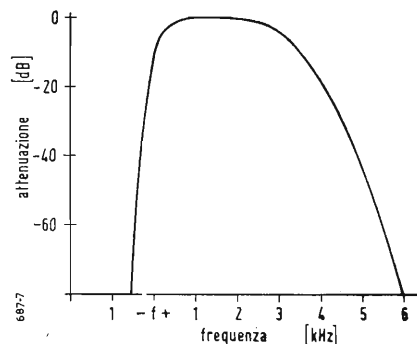



Fig. 3 - Curva del filtro a cristallo per SSB.

banda laterale superiore a quella inferiore o viceversa.

Il commutatore ha due ulteriori posizioni. Nella prima, cioè in senso antiorario, la valvola V_4 non riceve segnali audio e si può considerare a riposo, V_3 invece è pilotata regolarmente e dato che S_{1A} inserendo C_{13} aumenta l'uscita di V_{3A} rispetto a V_{3B} avremo una portante con due bande laterali, cioè un segnale modulato in ampiezza. Passando questo segnale attraverso un amplificatore lineare si avrà la possibilità di lavorare qualche stazione che abbia difficoltà nel ricevere una trasmissione SSB. Con il commutatore nella quarta posizione si avrà un'uscita a due bande laterali senza portante e potrà servire per provare amplificatori lineari.

L'alimentazione dell'eccitatore può essere prelevata da un alimentatore già esistente e richiede 30 mA a 250 V per l'anodica e 2,5 A a 6,3 V per i filamenti.

Tutto il complesso è stato montato su un telaio di alluminio di 300 × 200 × 60 mm. Uno schermo provvede a separare i circuiti audio dai modulatori bilan-

ciati. I dodici componenti per i circuiti di sfasamento vengono premontati su una basetta da sistemare tra gli roccoli delle valvole.

Ultimato il montaggio e controllati i collegamenti si procede alla messa a punto come segue: Si pone il commutatore S_1 nella posizione 2 o 3 (una delle posizioni SSB) e si invia un segnale audio con i controlli per il bilanciamento della portante a circa metà posizione. Si regola l'entrata fino ad avere circa 5 V alle griglie dei modulatori bilanciati. Le quattro uscite saranno controllate possibilmente con un voltometro a valvola; probabilmente non tutte saranno uguali e si provvederà pertanto a variare leggermente le resistenze di placca e di catodo (R_{10} - R_{11} - R_{24} - R_{25}). Si applica quindi il segnale RF (circa 2 W) e si porta S_1 nella posizione 1 (fonia AM). Accordare ora il circuito finale (C_{26} - C_{27}) per la massima uscita, togliere l'audio, portare il commutatore S_1 nella posizione 2 e regolare alternativamente i potenziometri per il bilanciamento della portante fino ad avere la minima uscita.

A completamento di questo eccitatore riportiamo in fig. 5 lo schema di un amplificatore lineare composto da una 6AG7 e da due 807 in parallelo.

Il circuito non è molto diverso dal normale amplificatore RF in classe C. Maggior cura però verrà rivolta allo stadio finale. Occorrerà neutralizzare le valvole e stabilizzare la tensione di griglia schermo.

e regolarlo fino a ridare la portante alla banda laterale in arrivo. Questa portante non dovrà avere un errore superiore a 20 cicli per una buona ricezione; con un errore di 50 cicli la modulazione comincia ad essere incomprensibile. Ai primi tentativi di ricezione tutto sembrerà molto complicato, ma con la pratica si riuscirà ad ottenere un segnale correttamente modulato. Per facilitare quanto sopra è necessario avere un comando di sintonia molto demoltiplicato, l'oscillatore BFO dovrà essere molto stabile e il ricevitore dovrà avere una curva di selettività a fronte ripido e banda passante stretta.

5. - ADATTATORE PER RICEZIONE SSB.

La ditta Barker e Williamson produce ora un adattatore funzionante sul principio di Mac Lauglin da applicare ad un ricevitore per la ricezione di una sola banda laterale. Ne riportiamo lo schema a blocchi in fig. 6. Si preleva il segnale dalla MF del ricevitore e lo si invia alla 6K8 mescolatrice. La parte oscillatrice ha due circuiti, uno funzionante a frequenza 17 kHz sopra e l'altro 17 kHz sotto al valore della MF. L'uscita della MF passa attraverso un filtro molto selettivo della larghezza circa di una banda laterale. Il segnale viene inviato quindi in una 6A8,

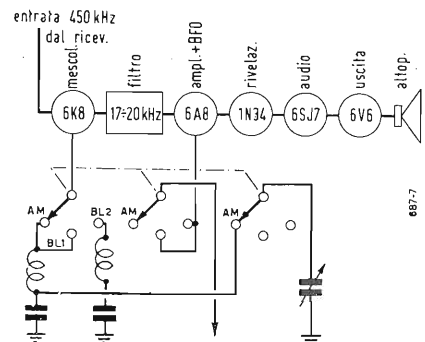



Fig. 6 - Schema a blocchi dell'adattatore per la ricezione di una sola banda laterale, costruito dalla Barker e Williamson, mod. 370.

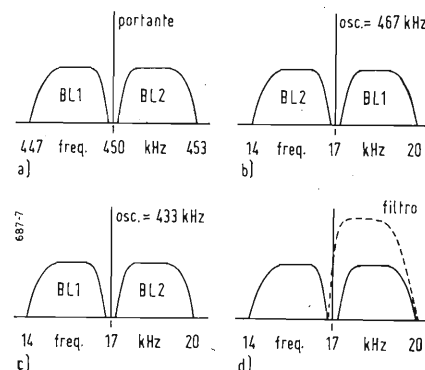



Fig. 7 - Come avviene l'eliminazione di una banda laterale: a) segnale all'uscita della FI del ricevitore; b) e c) inversione delle bande laterali; d) curva del filtro su una banda laterale.

l'oscillatore della 6K8 è 17 kHz più basso della MF (433 kHz).

Forse è più facile capire il funzionamento riferendoci alla fig. 7. La fig. 7a mostra un segnale AM all'uscita dalla MF del ricevitore; 7b e 7c invece l'inversione delle bande laterali a seconda della frequenza dell'oscillatore 6K8 (467 o 433 kHz). In 7d si vede come il filtro lascia passare una banda laterale. Dato che il filtro è sempre alla stessa frequenza si può capire che commutando la frequenza dell'oscillatore l'una o l'altra banda laterale passano nel filtro stesso. Il BFO che funziona a 17 kHz provvede a ridare la portante al segnale SSB in arrivo.

Questo adattatore è utile pure per la ricezione con « portante esaltata «, infatti con il BFO a 17 kHz, il segnale entrante sarà a battimento zero e l'oscillatore provvede così a esaltare la portante in arrivo. Questo è specialmente utile quando si devono ricevere stazioni deboli vicine a segnali molto forti.

Fig. 5 - Amplificatore lineare per l'eccitatore di fig. 4, capace di fornire un'uscita di 150 W. Elenco dei componenti:
C1, C2, C4, C6, C8 C9 = 2 nF, ceramico; *C3* = 5 pF; *C5* = 100 pF; *C7* = 300 pF (accordo); *C10* = 1 nF, mica; *NC* = condensatore di neutralizzazione; *R1* = 100 Ω, ½ W; *R2* = 1 kΩ, 1 W; *R3* = 15 kΩ, 2 W; *R4* = 10 kΩ, 2 W; *R5, R6* = 47 Ω, 1 W; *L1* = 60 sp., rame sm. 0,3, supporto ⌀ 12, nucleo poliferro; *L2* = 16 sp., filo 1,6, supporto ⌀ 44 mm, lunghezza avv. 50 mm; *RFC1, 2* = bob. d'arresto, 2,5 mH; *V1* = 6AG7; *V2, V3* = 807; *B* = 36 V.

4. - RICEZIONE.

Abbiamo accennato all'inizio, alle difficoltà che si incontrano in ricezione. Per ricevere una emissione ad una sola banda laterale bisogna disporre i comandi del ricevitore come segue: Escludere il CAV, aumentare il volume e ridurre il guadagno RF, inserire il BFO

viene poi rettificato da un diodo 1N34, amplificato e mandato all'altoparlante.

Se il ricevitore è sintonizzato su un segnale AM una banda laterale passa attraverso il filtro quando la frequenza dell'oscillatore (6K8) è 17 kHz più alta del valore della MF (467 kHz) e l'altra banda laterale è ricevuta quando

6. - BIBLIOGRAFIA.

The Radio Amateur's Handbook, Single - Sideband Transmitting Techniques.

GOODMAN - What is Single - Sideband Telephony ?, *QST*, gennaio 1948.

C.F. COLE (G3GEN), A Single - Sideband Exciter, *The Short Wave Magazine*, ottobre 1955.

Africa equatoriale francese

È nata «Radio Ciàd». La lunghezza d'onda su cui trasmetterà i propri programmi sarà 61.22 m (4900 kHz). Un bollettino di notizie in lingua francese sarà trasmesso verso le ore 19.55.

Algeria

Radio Algeri ha abbandonato l'onda di 48.70 m (6160 kHz) per adottare quella di 48.82 m (6145). Ricordiamo che questo trasmettitore adotta la potenza di 25 kW e trasmette dalle 13.00 fino alle ore 15.10 (19.00 Giovedì - Sabato - Domenica).

Argentina

La stazione LRA «Radio del Estado» di 100 kW opera ora dalle 12.00 alle ore 22.30 su 15345 kHz e dalle 22.30 alle ore 04.30 su 9690 kHz. LRU su 15290 non sembra più essere in funzione.

Australia

La Radio Australiana ha comunicato il nuovo orario delle trasmissioni in lingua Inglese dirette all'Europa - quotidiane:
08.44-09.59 su 25.55 (11740 kHz) 100 kW
08.44-09.15 su 31.20 (9615 kHz) 100 kW

Costa d'Avorio

La trasmittente di Abidjan dalla fine di dicembre ha aumentato la propria potenza, da 5 a 10 kW.
Le trasmissioni su 60.67 m (4945 kHz) avvengono dalle 07.45 - 08.30, 13.15 - 14.30, 19.30 - 23.30 (domenica 08.15 - 15.00, 19.00 - 23.00). Notiziario alle ore 08.00, 13.30, 21.30, 23.00.

Etiopia

Addis-Abeba trasmette un bollettino d'informazioni in inglese verso l'Europa alle 19.15 su 19.55 (15345), 7.5 kW.

Francia d'oltre mare

La Société de Radiodiffusion «SORAFOM» ci comunica gli orari e le lunghezze d'onda dei propri programmi:
Cameroun (Douala): 49.06 (6115) feriali: 12.15 - 13.30, 18.30 - 21.00; domenica: 11.00 - 14.00, 18.00 - 21.00.
(Yaoundé): 41.39 (7247) sabato: 12.00 - 13.30, 18.00 - 22.00: domenica: 07.30 - 11.00, 12.00 - 21.15.
Costa dei Somali (Gibuti): 60.3 (4975) 04.15 - 04.45, 10.00 - 10.30, 17.00 - 17.30.
Togo (Lomé): 59.75 (5936) feriali 18.30 - 20.00, domenica 11.00 - 12.00.

Germania occidentale

A partire dal 27 dicembre 1955 i programmi sono stati modificati. Quelli in lingua francese sono i seguenti: 03.35 - 03.40 su 31.12 (9640) 41.15 (7290), 50.15 (6980) diretta agli U.S.A; 12.05 - 12.10 su 19.64 (15275), 25.44 (11795), 30.82 (9735) diretta all'Estremo Oriente; 16.30 - 16.35 su 16.81 (17845), 25.12 (11945), 31.15 (9630) diretta al Medio Oriente; 20.05 - 20.10 su 25.44 (11795), 31.12 (9640), 41.80 (7170) diretta per l'Africa. La trasmissione in tedesco delle ore 02.30 ha avuto la modifica delle lunghezze d'onda: 41.15 (7290) al posto di 41.64 m e quella delle 19.00 su 31.15 (9630) al posto di 31.12, ciò per evitare alcune interferenze.

Giordania

«Jordan Broadcasting Service» trasmette su 677 e 6060 kHz come segue: Arabo 06.00-07.00, 13.00 - 14.00, 17.00 - 21.00; Inglese 12.30 - 13.00, 16.15 - 17.00.

Gran Bretagna

Il segnale orario internazionale dell'Osservatorio Reale di Greenwich per i mesi di Marzo-Aprile sarà irradiato come segue: 11.00 su 16/12790/17685 kHz e 18.00 su 16/10332,5/17685 kHz.

Guatemala

«Radio Universal» - Guatemala City è una nuova stazione sentita su 6208 kHz dalle 01.00-03.30.

India

Programmi diretti verso l'Europa:
Inglese : 11.00-12.00 su 19.62 m (15290), 25.54 (11745).
Inglese : 14.30-15.30 su 19.69 m (15240), 25.77 (11640).
Francese : 19.45-20.30 su 30.60 m (9805), 42.46 (7065).
Portoghese: 20.00-20.30 su 30.46 m (9850), 42.70 (7025).
Inglese : 20.45-21.45 su 30.46 m (9850), 42,79 (7025).

Libia

La stazione militare inglese N° 5 emette attualmente in inglese dalle 13.30 alle 19.15 su 41.55 (7220 kHz); dalle 07.00 alle 09.30 e dalle 19.30 alle 24.00 su 60.85 (4930 kHz). Potenza 7.5 kW.

Marocco

Abbiamo ricevuto le ultime notizie riguardanti la Radio del Marocco. Siamo lieti di essere tra i primi a comunicare ai nostri lettori i nuovi orari delle emissioni e la riorganizzazione dei servizi del Marocco:

Programma A (in lingua Francese):

	kW	m	kHz
Sebaa-Aioun	120	491	611
Rabat (locale)	1	227	1322
Casablanca	1	253	1187
onde corte	1	49.95	6006

Domenica 08.30 - 24.00; Sabato 07.45 - 09.45; 13.00 - 01.00; altri giorni 07.45 - 09.45, 13.00 - 15.30, 19.00 - 24.00. Inoltre su 41.59 m (7214 kHz) per la trasmissione delle 13 (domenica 08.30 - 21.00).

Programma B (arabo-berbero):

	kW	m	kHz
Sebaa-Aioun	120	428	701
Rabat (locale)	1	363	827
Rabat (locale)	20	288	1043 (1)
Casablanca (locale)	1	367	818
onde corte	1	50.29	5968 (2)
	50	19.73	15205 (2)

Domenica 08.30 - 12.00, 13.00 - 16.00, 18.30 - 24.00; Lunedì - Giovedì 07.45 - 10.00, 13.00 - 16.00, 18.00 - 24.00; Venerdì 07.45 - 10.00, 13.00 - 24.00; Sabato 07.45 - 10.00, 13.00 - 16.00, 18.00 - 01.00.

Programma C
(inglese, spagnolo, berbero, francese):

	kW	m	kHz
Rabat	20	288	1043
Sebaa-Aioun	1	295	1016 (Fez e Meknes)
onde corte	1	41.59	7214

Domenica: silenzio; Sabato 07.45 - 09.00 berbero; 09.00 - 09.45, 15.30 - 19.30 francese; 19.30 - 21.00 spagnolo; 21.00 - 01.00 arabo. Altri giorni 07.45 - 09.00 berbero; 09.00 - 09.45 francese; 19.30 - 20.30 inglese; 20.30 - 21.00 spagnolo; 21.00 - 24.00 arabo.
Trasmissioni a modulazione di frequenza vengono effettuate da un trasmettitore di 250 W dislocato a Casablanca su 90 MHz. Relais dei programmi A (Rabat) e B (Casablanca-arabo).

Nazioni Unite

La nuova scheda programmi, per le trasmissioni dirette all'Europa dalle Nazioni Unite, è: (Lunedì - Venerdì) 18.15 - 19.30 su 11870-15280 (WBOU), 6675 (HBQ); 19.00 - 19.30 Inglese (Lunedì - Mercoledì - Venerdì) Francese (Martedì - Giovedì).

Portogallo

Nuovi orari e lunghezze d'onda delle trasmissioni per l'oltre mare da Radio Lisbona - «Servizio Ultramarino»:
01.15 - 03.30 su 30.78 (9746), 50.34 (5960) America del Nord
12.00 - 14.00 su 16.78 (17880), 25.01 (11995) Macao e Timor
14.15 - 18.00 su 19.83 (15125), 25.01 (11995) Goa
14.15 - 18.00 su 16.82 (17835) alla Domenica Mozambico
18.15 - 21.15 su 25.14 (11935), 30.99 (9680) Mozambico Angola San Tomè
22.00 - 01.00 su 25.18 (11915), 30.69 (9775) Brasile - Capo Verde - Guinea.

(1) La sera solamente, a partire dalle ore 21.00
(2) Dalle 13.30 alle 15.30 solamente.

Possedimenti di Goa

Da una lettera QSL dell'Emissora de Goa si rileva che vengono usate 3 frequenze ad onde corte: 4890, 7071, 9610 kHz (7.5 kW). Le frequenze di 3425 e 6025 kHz non sono usate al momento.

Siria

Le trasmissioni della S.B.S. di Damasco, dal 1 Febbraio, dirette all'Europa sono:
Francese 20.30 - 21.30
Inglese 21.30 - 22.30
sulla frequenza di 9555 kHz.

Spagna

Comunichiamo l'orario delle emissioni della Radio Nazione di Spagna - Stazione di Madrid:
per la Spagna:
6000 kHz (50.00 m) - 50 kW - relè del primo programma dalle 11.00 alle 13.00 e del programma nazionale dalle ore 13.00 alle 17.55.
per l'America del Sud:
dalle 00.45 alle 04.00 su 9363 kHz (32.04 m) - 40 kW - 6130 kHz (48.94 m) 100 kW.
per l'America del Nord:
dalle 23.00 alle 23.50 su 32.04 m e 48.94 m.

Spagna

Dal 30 Gennaio 1956 la «Radio Nazionale» Spagnola ha subito un rimaneggiamento completo dei programmi ad onde corte per l'Europa. Sono da notare le nuove lunghezze d'onda adottate: 25.39 m, 30.94 m, 31.24 m, 48.94 m.
Ecco la suddivisione dei programmi:
Francese : 21.50-22.20 su 42.25 (7100), 48.94 (6130);
Inglese : 21.20-21.50 su 42.25, 48.94, 32.04 (9363);
Tedesco : 22.20-22.40 su 42.25, 48.94 (100 kW);
Italiano : 22.40-23.00 su 42.25, 48.94;
Portoghese: 23.15-23.45 su 25.39, 30.94, 32.04 (100-40-40 kW);
Russo : 18.30-19.00 su 31.24 (9605), 32.04, 42.25.

Stazione antartica

Una stazione da 1 kW opererà a McMurdo Sound (KC4USA) e Little America (KC4USB) sulle gamme di 14 e 7 MHz verso la fine di Marzo.
Si anticipa che la scheda programmi dipenderà dagli stessi operatori e che saranno allacciati contatti radio con amatori U.S.A. ed i membri della spedizione antartica.

Trasmissioni notturne

Non tutte le stazioni ad onde medie chiudono le loro trasmissioni alla mezzanotte. Quando nella gamma delle onde medie scende la calma della notte alcune stazioni europee continuano il loro programma per quelle categorie di persone che vegliano al lavoro. Citiamo le più interessanti per rispondere alla domanda di un amico lettore:
Radio Parigi-Inter (1829 m). Programma «Strade di notte» dalle 00.00 alle 02.00.
Radio Roma II (335 m). Programma «Notturno dall'Italia» dalle 23.35 alle 07.00.
Berlin R.I.A.S. (303 m). Programma ininterrotto.
Questa stazione emette 24 ore al giorno.
Berlin Deutschlandsender (412 m). Musiche da ballo fino alla 01.00. Il Sabato fino alle 03.00, con relè di 1621 m.
Amburgo (309 m). Musica fino alle 01.00. Riprende le emissioni alle 04.45 (eccetto Domenica, ore 06.00).
Monaco (375 m). Trasmette fino alle 01.00
A.F.N. (547 m). Trasmette fino alle ore 01.05.
Baden-Baden (295 m). Musica leggera alla domenica fino alle 04.30.
Francoforte (506 m). Musica da ballo al Sabato fino alle 04.30.

(Micron)

Macchine Calcolatrici Elettroniche

Si tratta di complessi di calcolo automatico in cui le quantità in gioco e i risultati hanno forma numerica e si prestano a rapida trasformazione in tabelle o in registrazioni numeriche. L'A, trattati la costituzione e il funzionamento di una calcolatrice, esamina la memoria della macchina e sintetizza le applicazioni delle calcolatrici aritmetiche.

ABBIAMO ESAMINATO in un precedente studio (1) le calcolatrici elettroniche analogiche ed abbiamo visto come attraverso opportune trasformazioni i calcoli possano essere svolti ed i risultati ottenuti si presentino soprattutto in forma grafica. Si è perciò pensato in questi ultimi anni a sviluppare anche dei complessi di calcolo automatico in cui le quantità in gioco ed i risultati abbiano forma numerica e si prestino a rapida trasformazione in tabelle o in registrazioni numeriche utili anche nel campo commerciale, come quelle fornite in scala ridotta e con minore velocità, dalle comuni macchine calcolatrici da ufficio. E' nata di conserva allo sviluppo dei circuiti di calcolo aritmetico una nuova algebra, la cosiddetta algebra boleiana, che ha fornito le basi e le leggi di sviluppo dei sistemi di calcolo particolari che hanno luogo nella calcolatrice, secondo un programma prestabilito.

1. - GENERALITÀ.

Le quantità utilizzate nei circuiti di calcolo, per evidenti ragioni di semplicità degli stessi, possono essere solamente la presenza e l'assenza di segnale, ciò che porta a trasformare le informazioni numeriche decimali in informazioni binarie, comunemente indicate con lo zero e l'unità.

Tutte le operazioni svolte dalle macchine calcolatrici sono praticamente delle somme, potendosi a queste ricondurre anche le operazioni più complesse, ed i circuiti impiegati sono di struttura semplice e in numero elevatissimo per permettere una grande rapidità di calcolo, (impiegando contemporaneamente un gran numero di essi), ed una capacità di informazione elevata, poichè le cifre di un numero binario sono notevolmente maggiori di quelle di uno decimale, come vedremo in seguito.

Abbiamo detto che la rappresentazione elettrica di un numero è semplificata nelle due condizioni di presenza od assenza di segnale ed è facile pensare al modo di ottenere tale rappresentazione: la condizione di riposo o di lavoro di un relè, la conduzione od il bloccaggio di un tubo elettronico, la magnetizzazione in un senso o nell'altro di un nucleo, e che tali condizioni possono essere rappresentate aritmeticamente dalla serie dei numeri a base due.

Occorre precisare poi che la rappresentazione può essere in successione o contemporanea: possiamo cioè avere una serie di impulsi che caratterizzano le unità o di vuoti, corrispondenti agli zeri, scaglionati nel tempo, secondo una successione a periodo costante; oppure una distribuzione spaziale, in cui gli impulsi, contemporanei, vanno ad interessare elementi diversi, corrispondenti ciascuno ad una potenza della base due.

Per chiarire meglio questi concetti conviene passare all'esame del sistema numerico binario e delle principali operazioni aritmetiche relative ad esso.

Il sistema binario, corrisponde a quello decimale, attraverso la trasformazione seguente:

— le cifre binarie corrispondono alla presenza od assenza della potenza in base due (in ordine decrescente da sinistra a destra) nella scomposizione del numero decimale interessato.

Ci spieghiamo con un esempio: si voglia la trasformazione binaria del numero 302: in esso sono contenute nell'ordine: l'ottava potenza di due: 256, la quinta: 32, la terza: 8, la seconda 4, la prima: 2; le altre mancano: si avrà allora il numero binario: 1 0 0 1 0 1 1 1 0.

Questa è la rappresentazione in successione, mentre la contemporanea può essere la seguente:

0
1
1
1
0
1
0
0
1

corrispondendo ogni riga ad una potenza di due in ordine crescente dall'alto in basso.

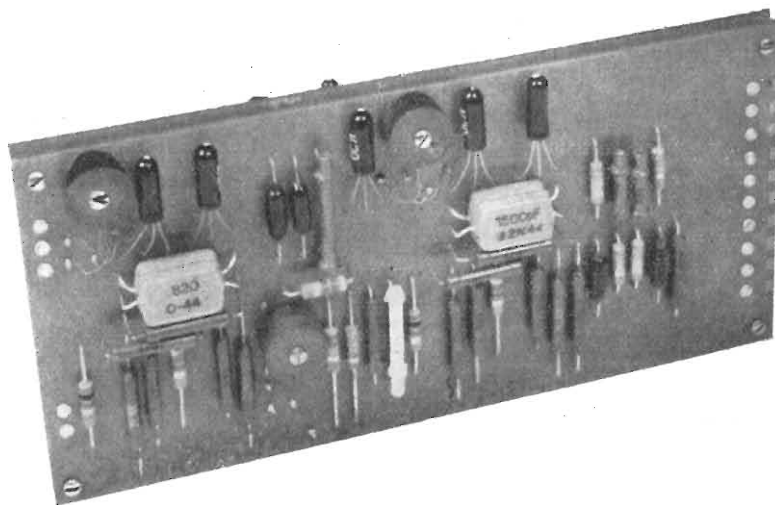
Nel meccanismo di calcolo il sistema in successione viene realizzato suddividendo il tempo totale di impostazione del numero in intervalli uguali, corrispondenti ciascuno ad una potenza di due in ordine crescente, assegnando cioè un tempo ad es. di dieci microsecondi per la presenza della potenza zero, i successivi dieci per la potenza uno e così via, restando stabilita la presenza di esse dalla impostazione di un impulso che occupi circa la metà del tempo a disposizione, in modo da permettere un certo margine ai circuiti generatori.

Il sistema contemporaneo richiede invece la multiplazione dei circuiti di ingresso fino al limite imposto dalle necessità di calcolo, essendo necessaria una catena di impostazione del numero scelto. L'impostazione può essere contemporanea o con lieve scarto temporale ed anche in questo caso è la presenza di un impulso sulla linea corrispondente che indica la esistenza della potenza suddetta.

Esiste poi un'altra forma di rappresentazione e conseguentemente di impostazione nel calcolatore: quella matriciale, di cui facciamo solo cenno poichè la spiegazione del meccanismo aritmetico richiederebbe nozioni che sono al di là dello scopo di questo studio. Diremo soltanto che la potenza di due della scomposizione viene stabilita « in posizione » in un sistema di rappresentazione che ricorda la tavola pitagorica, in cui elementi determinanti sono le righe e le colonne. Anche nell'elemento calcolatore la rappresentazione viene conservata sia con sistemi di relè del tipo crossbar, che con complessi di elementi non lineari, distribuiti su reticolati in cui si possano individuare righe e colonne.

(1) MORONI, S., Macchine Calcolatrici Elettroniche Analogiche, *l'antenna*, settembre e ottobre 1955, XXVII, 9 e 10, pag. 230 e 262.

Aritmetiche

Sergio Moroni

Le operazioni di somma e prodotto, praticamente le sole possibili, sono riassunte nella tabella seguente:

0+0 = 0	0×0 = 0
1+0 = 1	0×1 = 0
1+1 = 10	1×1 = 1

Naturalmente il simbolo 10 significa che si è avuto un passaggio alla potenza di ordine superiore.

Riservandoci di illustrare in seguito nei dettagli i circuiti relativi è necessario, anche per una maggiore comprensione, riferirci alla realizzazione nei calcolatori delle operazioni suindicate. Per la somma si utilizzano circuiti « di consenso » in cui la presenza di un impulso permette il proseguimento del segnale sulla linea di calcolo relativa alla potenza di due interessata. Il problema della somma del terzo tipo è risolto da sistemi di « trasferimento » in cui la contemporanea presenza di due impulsi provoca l'apertura ad una via di ordine superiore. Per la moltiplicazione, dato che solo la presenza di due impulsi deve provocare la registrazione del segnale si possono pensare vari accorgimenti più o meno complicati per la « mescolazione » dei segnali di calcolo.

Riteniamo utile precisare che i termini posti in rilievo sono una proposta di formazione di un glossario tipico per i circuiti di calcolo elettronico e che perciò non hanno ancora forza di impiego comune.

2. - COSTITUZIONE E FUNZIONAMENTO DI UNA CALCOLATRICE.

Pensando al processo, di solito mnemonico, da noi utilizzato nei calcoli aritmetici è facile trovare le corrispondenze tra le varie parti di una calcolatrice elettronica e lo svolgimento delle operazioni. Esaminiamo perciò in dettaglio il meccanismo di una semplice somma di due numeri, come la esegue uno di noi:

— prima operazione: si scrivono i due numeri, cioè si ha la « impostazione » per la quale noi facciamo ricorso alla nostra memoria grafica per tracciare i simboli corrispondenti alle entità interessate;

— seconda operazione: si sommano i numeri, colonna per colonna, riportando alla colonna d'ordine superiore le quantità esuberanti la capacità di registrazione del sistema di cifre impiegato. Anche qui abbiamo fatto ricorso alla nostra memoria per ritenere i riporti.

— terza operazione: si scrive il risultato, cioè l'informazione contenuta nei due numeri impostati è trasformata in una informazione riassuntiva.

Nel corso delle tre operazioni il sistema mnemonico ha seguito le istruzioni di un complesso di comando che ha stabilito il succedersi delle stesse e l'azionamento dei vari centri di attività: scrittura, visione, memoria.

Su questo schema logico è basata anche la calcolatrice elettronica: un circuito di ingresso, che può comprendere anche il sistema di traduzione di informazioni qualsiasi nel particolare sistema numerico della macchina, provvede al trasferimento dei dati da elaborare, alla memoria in cui essi vengono immagazzinati. Da questa memoria i circuiti di calcolo ricevono le informazioni necessarie, comprese quelle della successione delle operazioni, che sono state elaborate da un complesso di comando inserito al momento opportuno dalla memoria in seguito ad altre istruzioni immagazzinate secondo un codice particolare, e forniscono alla memoria i risultati del calcolo.

Un complesso di uscita provvederà a fornire tali risultati nella forma più opportuna, provvedendo ad una nuova traduzione di essi in forma intelleggibile.

Lo schema della fig. 1 illustra in sintesi la costituzione di una generica calcolatrice e le relazioni funzionali tra i vari componenti. Poichè l'unico sistema di informazioni accettato dalla macchina è quello binario anche i comandi sono in questa forma e ciò rende possibile la intercambiabilità sia dei circuiti che delle loro funzioni: la memoria infatti potrà immagazzinare sia i numeri che costituiscono l'impostazione del calcolo e gli sviluppi intermedi di questo, sia le informazioni di comando che a tempo debito permettono lo svolgimento delle operazioni.

Esaminando nel dettaglio le parti costituenti la calcolatrice ci soffermiamo innanzitutto sul circuito di ingresso, in cui avviene la trasformazione dell'informazione decimale in quella binaria adatta per il funzionamento della calcolatrice.

Un primo sistema di traduzione completamente elettronico merita una descrizione piuttosto dettagliata: si ha normalmente una tastiera simile a quella delle calcolatrici da ufficio, con dieci tasti corrispondenti ai dieci numeri ed ognuno di essi inserisce un particolare circuito RC nella rete di un multivibratore ad impulso unico. Le costanti di tempo sono multiple di quella corrispodente al numero 1. L'impulso generato, la cui lunghezza varia a seconda del numero scelto va a sbloccare, agendo sulla griglia di pilotaggio, un circuito a fessura, sulla cui griglia

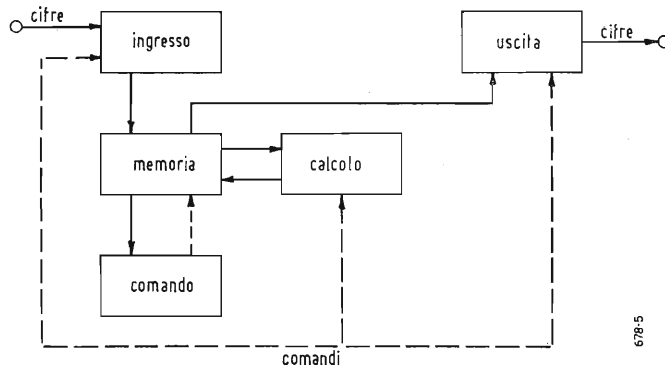



Fig. 1 - Schema a blocchi di una calcolatrice elettronica aritmetica. Le cifre e i comandi sono sotto forma di impulsi, basati su un sistema di numerazione binaria.

controllo sono presenti impulsi periodici generati da un multivibratore instabile, perfettamente sincronizzato con il primo multivibratore. Si hanno così tanti impulsi quanti sono necessari per trasformare il numero decimale in quello binario corrispondente, ottenendo la traduzione dell'informazione per mezzo di circuiti a due condizioni di stabilità in cui la conduzione di

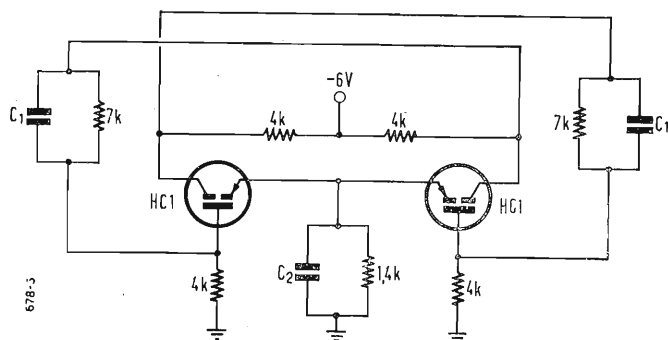



Fig. 2 - Multivibratore bistabile con transistori a giunzione. I valori di C_1 e C_2 stabiliscono il periodo di funzionamento del complesso. I transistori sono di produzione CBS Hytron.

uno o dell'altro ramo corrispondono alla unità o allo zero. Naturalmente sono necessari tanti di questi circuiti quante cifre binarie si vogliono usare nei calcoli.

Per semplificare la costruzione e diminuire il consumo si sono adottati circuiti con transistori, di cui forniamo uno schema nella fig. 2. L'eccitazione tra uno stadio e l'altro è fornita dai condensatori C_1 ed una polarizzazione di segnale di 0.6V tra la base e l'emettitore è sufficiente a bloccare il transistore.

I valori normali di C_1 e C_2 sono di 2500 pF; un aumento di essi provocherebbe un ritardo nell'azione di trasferimento dello impulso di blocco. I transistori impiegati sono del tipo a giunzione.

Un circuito a transistori a contatto puntiforme per la generazione di impulsi è quello della fig. 3, in cui i valori indicati si riferiscono all'impiego di impulsi di 0.5 microsecondi con una frequenza di 500 kp/s. L'ampiezza dell'impulso in uscita è di circa 5 V.

La traduzione della numerazione decimale in quella binaria può anche essere fatta da banchi di relè utilizzati in cascata, specialmente se non si richiede una elevata velocità di impostazione. I collegamenti dei relè sono fatti in modo che per ogni tasto premuto si eccitino quelli che corrispondono alla presenza nel numero della potenza di due a cui il relè si riferisce. Come è facilmente intuibile la complicazione dei collegamenti è enorme e molto facile un errore, dovuto anche a semplici irregolarità nei contatti.

Apposite macchine perforatrici possono poi preparare nastri o schede perforate, che la macchina « leggerà » con sistemi di contatti o con pennelli di luce e cellule fotoelettriche. Un sistema inoltre permette di utilizzare anche schede semplicemente « segnate » in cui con una matita molle si sono segnate le caselle corrispondenti all'informazione da utilizzare: nella macchina un circuito amplificatore, collegato a spazzole che esplorano la scheda e che rilevano la chiusura del circuito attraverso la traccia di grafite, provvederà a duplicare la scheda con una perforata e ad azionare i circuiti binari interessati.

Abbiamo già accennato ad alcuni circuiti utilizzati nel calcolo precisando che ci saremmo serviti di denominazioni coniate per l'occasione, cercando di interpretare in esse le funzioni del circuito stesso. In genere si tratta di circuiti a fessura di carattere passivo in cui il segnale utile è condizionato alla presenza di una certa polarizzazione ricavata sia da sorgenti fisse che da oscillatori la cui inserzione è controllata dai circuiti di comando della calcolatrce.

Il primo di tali circuiti, schematizzato nella fig. 4 è quello detto di « trasferimento », indicato dagli americani con la parola AND, in cui solo la presenza contemporanea di due impulsi sulle due entrate provoca un segnale in uscita, come è indicato dallo schema delle forme d'onda. Si tenga presente che si considerano i casi di impulsi negativi come espressione dell'unità binaria, altrimenti le connessioni andrebbero rovesciate. Il circuito opera in effetti quella che viene chiamata moltiplicazione logica, in cui il risultato è uguale a 1 solo se tutti i fattori sono 1.

Il secondo circuito, di « consenso » detto in America OR, ha la proprietà di permettere il passaggio ad uno o più impulsi, effettuando così la somma logica, in cui il risultato è 1 nche se uno solo degli addendi è 1.

Il terzo circuito, di « inversione », permette di trasformare un numero binario nel suo reciproco, come è necessario per la sottrazione e la divisione, poichè per la nota capacità dell'inversore di fase, trasforma l'impulso negativo in uno positivo e viceversa, cioè converte l'uno nello zero. Abbiamo indicato un circuito a transistori in quanto la tecnica si evolve in quella direzione dato il minimo consumo di tali elementi e la loro lunga vita. Naturalmente si useranno tipi a giunzione in cui la larghezza di banda utile può giungere a qualche megahertz.

Il quarto circuito è il trasferitore catodico, in cui si ha una trasformazione di impedenza per l'utilizzazione dei segnali in elementi a bassa impedenza quali possono essere i circuiti utilizzati nelle memorie, di cui parleremo in seguito. Anche in questo caso ci si riferisce all'impiego come elemento attivo di un transistore a contatto saldato.

Abbiamo così passato rapidamente in rassegna i componenti elementari di una calcolatrice aritmetica, quelli cioè in cui avvengono le trasformazioni e le riduzioni degli impulsi che simulano le cifre del calcolo binario, ma non possiamo ora addentrarci nella descrizione di un complesso generale di calcolo in quanto la illustrazione fisica avrebbe bisogno di una notevole base analitica, completamente fuori luogo in questa sede.

Sarà sufficiente notare che i vari elementi di un complesso di calcolo vengono montati su piastrine isolanti che portano «stampati » i collegamenti e gli elementi resistivi e capacitivi. Un notevole numero di tali piastrine vengono interconnesse in blocchi che formano alcuni degli operatori della macchina: addizionatori, moltiplicatori, selezionatori e comparatori, in modo da ottenere un insieme organico a cui affidare i calcoli, sotto controllo della centrale di azionamento costituita dalla memoria e dai complessi di comando.

Di questi ultimi fanno naturalmente parte gli oscillatori di cadenza ed i generatori di impulsi che provvedono a sostituire con segnali impulsivi le cifre binarie e a separare in intervalli ben determinati un numero dall'altro in modo da permettere lo svolgimento completo delle operazioni di calcolo.

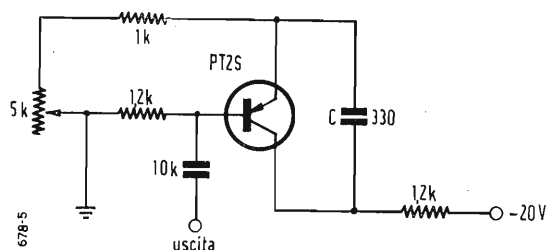



Fig. 3 - Generatore di impulsi con transistore a contatto puntiforme. Genera impulsi di 0.5 μsec alla frequenza di 500 kp/s. Transistore CBS Hytron, circuito della Bendix Corp.

3. - LA MEMORIA DELLA MACCHINA.

Abbiamo già illustrato lo scopo della memoria nel complesso della macchina ed ora passeremo a descrivere esclusivamente la sua realizzazione. Di solito sono necessarie per il calcolo due varietà di elementi mnemonici: una di forte capacità di informazione ma di utilizzazione lenta, un'altra di piccola capacità ma di utilizzazione quasi immediata. Ciò corrisponde alle necessità di un calcolo di notevole complicazione in cui siano necessari dati esterni per il proseguimento delle operazioni, che vengono immessi, secondo il programma dalla memoria lenta, e la ritenzione di risultati parziali, utilizzati a breve distanza di tempo, provenienti dalla memoria veloce.

Fra i vari tipi di elementi capaci della registrazione di cariche per un certo tempo si sono preferiti in questi ultimi tempi, quelli magnetici anche per i progressi fatti nel campo delle polveri metalliche impiegate, nonchè per il perfezionarsi dei sistemi di registrazione. La memoria lenta è perciò generalmente realizzata con un tamburo rotante coperto di polvere magnetizzabile, su cui un numero elevato di testine di registrazione incidono, su piste indipendenti le informazioni numeriche utilizzabili nel calcolo in programma; le stesse testine provvedono anche alla lettura della registrazione. Le registrazioni sono sotto forma di polarizzazione magnetica in un senso o in quello opposto a seconda che si tratti di uno zero o di un'unità. Lungo una pista possono trovar posto numerose informazioni binarie, che simulano numeri o informazioni di comando.

Per l'identificazione di tali cifre esiste una pista supplementare in cui sono registrati impulsi di calibrazione temporale che permettono di individuare l'informazione voluta mediante due parametri: il numero della pista e l'impulso temporale corrispondente all'inizio della registrazione.

Allo scopo di avere a disposizione durante l'operazione di calcolo un certo numero di informazioni che possono ripresentarsi ad intervalli, sono sistemate lungo le piste magnetiche altre testine di lettura, separate dalle principali da un intervallo temporale stabilito, che provvedono alla estrazione con un certo ritardo delle informazioni registrate. I segnali rivelati vengono fatti circolare in un insieme di elementi di amplificazione e di linee di ritardo e quindi riportati alla testina principale in fase con il segnale che ha dato inizio alla circolazione dell'informazione. Così sono a disposizione della macchina quasi in continuità alcune informazioni registrate, che possono venir introdotte nel calcolo a semplice apertura di un circuito a fessura collegato agli amplificatori di circolazione.

E' questo un primo esempio di memoria veloce, capace cioè di fornire quasi istantaneamente le informazioni necessarie al proseguimento del calcolo.

Fig. 4 - Quattro circuiti fondamentali delle calcolatrici aritmetiche, con i loro simboli e le forme d'onda relative. Dall'alto in basso: il moltiplicatore logico o circuito di trasferimento, il sommatore logico o di consenso, l'invertitore, il trasferitore catodico.

Infatti per la memoria lenta il processo di utilizzazione delle registrazioni è il seguente: il sistema di comando viene azionato dalle informazioni stabilite dal tecnico per mezzo di schede perforate o nastro di telescrivente, per la ricerca del dato necessario al calcolo. Questo è sotto forma di registrazione magnetica individuata da due coordinate logiche: posizione temporale e numero della pista. Quando il corrispondente impulso della pista di controllo passa sotto la testina di lettura, si aziona un circuito a fessura, la cui seconda via è stata collegata ad una pista — stabilita dal numero d'ordine — di registrazione: l'informazione è istradata ai circuiti di calcolo. Tenuto conto che il tamburo magnetico potrà ruotare al massimo alla velocità di 3000 giri/min, il tempo di ritardo della memoria può giungere fino a 20 millisecondi, tempo eccessivo considerata la potenziale velocità di calcolo di una macchina del genere che si aggira in media per una somma di numeri di 20 cifre binarie sul millisecondo. Da ciò la necessità di ovviare, con il sistema di circolazione o con le memorie veloci, a tale inconveniente.

Le memorie veloci si affidano esse pure a fenomeni di magnetizzazione in nuclei toroidali di materiali a ciclo d'isteresi rettangolare, capaci di mantenere due stati di magnetizzazione distinti, di cui uno è scelto come iniziale e corrisponde normalmente alla informazione « zero ».

I complessi sono realizzati in forma di matrici, in cui ogni elemento è caratterizzato da una posizione in una linea ed una colonna (fig. 5). Gli avvolgimenti relativi alle linee ed alle colonne provvedono alla registrazione dell'informazione, mentre un terzo sistema di avvolgimenti, collegato in serie è quello che permette la lettura.

Il funzionamento è il seguente: volendo registrare un informazione binaria si provvede all'eccitazione delle cellule volute per mezzo della contemporanea chiusura dei circuiti di una linea e di una colonna. Il nucleo sistemato all'intersezione delle due verrà così portato nello stato di magnetizzazione corrispondente all'unità binaria. Per la lettura, immesso nel circuito di lettura un generatore di impulsi, si provvederà a mezzo della eccitazione contemporanea dei circuiti delle linee e delle colonne, a riportare tutti i nuclei allo stato magnetico corrispondente allo zero. Naturalmente per quelli già in tale stato la variazione di induttanza e perciò di tensione indotta nell'avvolgimento di lettura sarà praticamente nulla, mentre per quelli nello stato opposto esse raggiungeranno valori notevoli, provocando una variazione negli impulsi corrispondenti alla posizione della cellula di registrazione. Un circuito tosatore provvederà all'utilizzazione nei circuiti successivi solo di quegli impulsi che superano il valore medio corrispondente allo zero.

Il tempo di ritardo di una simile memoria è inferiore al millisecondo e perciò perfettamente rispondente alle necessità di una calcolatrice media.

4. - APPLICAZIONI DELLE CALCOLATRICI ARITMETICHE.

Il sistema di costruzione delle calcolatrici aritmetiche ne permette l'impiego in tre campi distinti: *calcolo*, cioè semplici operazioni aritmetiche, *analitico*, cioè struttura logica e comparativa dei problemi, *tabulare*, cioè ritenzione di dati, tabelle, calcoli per mezzo della memoria.

Come si vede questi tre campi corrispondono solo alla parte più decisamente meccanica del lavoro intellettuale di un matematico e perciò per ora sono gratuite fantasie quelle che parlano di una superiorità «intellettuale» delle macchine sull'uomo.

La macchina può risolvere, è vero, quasi tutti i problemi di analisi, giungere a soluzioni approssimate secondo uno schema logico, effettuare prove di omogeneità, classificare e controllare i risultati, ma solo se le sono stati forniti in anticipo precisi ordini in proposito.

La soluzione di problemi matematici, scientifici e tecnici ha fatto un deciso passo innanzi dopo la comparsa delle macchine elettroniche poichè qualunque calcolo impostato sulla soluzione di equazioni lineari, differenziali o trascendenti può essere risolto dalla macchina in brevissimo tempo.

Un campo ancor più fecondo di risultati è quello del calcolo matriciale in cui gli elementi sono distinti da indici di posizione, che opportunamente stabiliti permettono di inserire una successione di operazioni e di registrazioni nella memoria.

I problemi più elevati di logica, in cui si debba tener conto di un numero elevatissimo di fattori variabili o non, sono facilmente manipolati dai circuiti calcolatori della macchina, che permettendo un gran numero di operazioni contemporanee, specie se il sistema di rappresentazione binaria è quello simultaneo, hanno il potere di stabilire anche relazioni temporali tra elementi definiti solo in posizione. Se il discorso sembra poco chiaro si pensi all'esame di dati meteorologici per le previsioni del tempo: valori di pressione, di umidità e di temperatura a varie quote ed in luoghi ad una certa distanza, possono esser trasformati mediante un esame logico in dati di previsione definiti nel tempo.

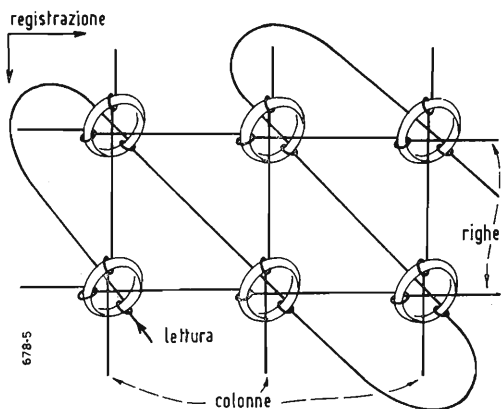



Fig. 5 - Memoria magnetica veloce. I nuclei magnetici toroidali con ciclo rettangolare vengono polarizzati (registrazione) per mezzo di comandi contemporanei sulle righe e le colonne. Un comando di smagnetizzazione provocherà una variazione di induttanza negli avvolgimenti di lettura e con ciò la creazione di un impulso di tensione, corrispondente all'entità registrata.

Così pure una ricerca economica, basata su dati di mercato, di scorte e di prezzi può trasformarsi in un bilancio di previsione con date di scadenza per movimenti di merci o di capitali.

In ogni caso si hanno però sempre sistemi di equazioni lineari, la cui impostazione e sviluppo ricadono in un nuovo corso di studi che si può chiamare di « programmazione lineare »: ad esso si possono riconoscere i meriti di permettere l'esame di problemi sfuggiti finora all'inquadramento in una teoria matematica: problemi di biologia, analisi economiche, previsioni commerciali, piani di produzione.

Un altro sistema di calcolo permette invece di operare quelle che si definiscono « codificazioni »: l'analisi e la sintesi del linguaggio, la traduzione meccanica, la composizione musicale. In questo caso si tratta della utilizzazione di un gran numero di dati registrati, in forma statistica ed in base ad alcune leggi di progressione che siano ricavate dall'esame di un gran numero di combinazioni possibili. In questo caso l'opera umana si dovrebbe arrestare di fronte all'enorme dispendio di tempo necessario per la registrazione, controllo ed analisi dei dati, mentre la grande velocità di operazione della macchina rende il calcolo possibile in un lasso di tempo relativamente ridotto.

Un campo che sembrava riservato alle calcolatrici analogiche è stato invaso da quelle numeriche: quello dei controlli automatici da quando si sono potuti utilizzare elementi di trasformazione di dati analogici in dati numerici. Pensiamo, per esempio al campo in continuo sviluppo dei missili: un trasmettitore istallato a bordo del proietto trasmette i dati al controllo a terra già in forma binaria in modo che le calcolatrici possano analizzarli ed utilizzarli per le opportune correzioni che un altro trasmettitore provvederà a rinviare al missile. I dati sono naturalmente ricavati da misuratori che forniscono variazioni di tensione, di corrente, di resistenza, di induttanza o di capacità e cioè sotto forma di quantità a flusso continuo: le trasformazioni vengono effettuate per via elettronica con circuiti multivibratori in cui i livelli di controllo comandano la progressione degli impulsi generati. Altri sono di provenienza meccanica e riguardano sopratutto la balistica del missile: assetto, rotazione, momenti inerziali ecc. In questi casi la trasformazione avviene di solito per mezzo di commutatori, a cui posizione angolare, mediante settori conduttori, viene registrata come insieme di dati binari, corrispondenti al valore dell'angolo. Lo stesso avviene per spostamenti longitudinali, mediante opportuna configurazione dei settori di contatto di alcuni commutatori a slitta.

In tutti questi casi l'altissima precisione della calcolatrice aritmetica permette di superare qualsiasi tipo di macchina analogica, senza contare la velocità di analisi dei dati che può essere importanza vitale nel caso di fenomeni che si svolgono con rapidità fulminea. Si pensi infatti al volo di un missile che si svolge a velocità intorno ai 5000 km orari: le variazioni di un qualunque fattore possono essere decisive per la riuscita del lancio. La calcolatrice analogica che lavora sui gradienti, cioè sui rapporti tra le variazioni di una quantità, pur spingendo la sua sensibilità ai limiti di qualche decimo per cento dovrà attendere un certo tempo per poter effettuare una operazione analitica: intanto le cose possono essere giunte ad un punto tale da far fallire il tentativo intrapreso. La calcolatrice aritmetica può essere predisposta in modo da poter esaminare variazioni che interessano la quinta o sesta cifra decimale del valore fisico in esame: il fatto di operare su quantità distinte in semplci operazioni di confronto, che avvengono con velocità dell'ordine di una decina di microsecondi, non è certo una grave remora alla formazione del comando di correzione necessario.

La differenza essenziale tra le calcolatrici analogiche e quelle numeriche sta nella possibilità delle prime di operare su funzioni continue, mentre le seconde devono necessariamente spezzarne il flusso in intervalli, sia pure ravvicinati, in gradini che una successiva trasformazione logica o meccanica potrà riportare alla continuità.

Da ciò la possibilità delle macchine aritmetiche di essere impiegate nella statistica e nell'analisi di dati essenzialmente numerici e discontinui.

Con ciò riteniamo di aver concluso l'esame dei sistemi di calcolo elettronico sviluppati in questi ultimi anni, avendo fornito al lettore un primo piccolo stimolo all'approfondimento della materia.

*

La foto rappresenta la macchina calcolatrice aritmetica usata nel National Physical Laboratory di Teddington, nei pressi di Londra, e nota con il nome di DEUCE. Essa è impiegata in particolar modo nello studio dei problemi associati con il volo dei missili, la navigazione aerea e navale mediante radar, lo studio delle tensioni nei materiali. La DEUCE fu costruita, alcuni anni or sono, dalla English Electric Company Ltd.

Fig. 1 - Fotografia frontale dell'analizzatore Weston, modello 980.

Il Nuovo Analizzatore Weston Modello 980*

Come appare delle illustrazioni riportate, anche questo strumento fa ricorso alla tecnica dei circuiti stampati: esso è robusto ed economico.

a cura del dott. ing. Franco Simonini (i1JK)

1. - CARATTERISTICHE E PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

L'analizzatore 980 appartiene alla categoria degli strumenti di una certa classe ed impiega infatti uno strumento da 50 µA fondo scala. I limiti di impiego sono i seguenti:

1.0.1. - V c.c. = sensibilità strumento 50 µA - impedenza di misura 20 kΩ/V;

1.0.2. - V c.a. = sensibilità strumento 1 mA - impedenza di misura 1 kΩ/V;

1.0.3. - A c.c. = dagli 80 µA agli 8 A;

1.0.4. - dB = dai — 15 ai + 54 dB;

1.0.5. - Ω in centro scala = dai 25 ai 250.000 Ω;

1.0.6. - Ω in fondo scala = da 1 kΩ ai 10 MΩ.

La scala è molto ampia e permette una comoda lettura con uno sviluppo di ben 16 cm.

Come è possibile vedere in fig. 1 si ha una scala superiore per gli ohm. Seguono in ordine verso il basso:

— le scale 0,16 e 0,40 per la misura in c.c. ed in c.a.;

— la scala 0-1,6 V da impiegare solo per i V c.a.;

— la scala da — 15 a + 6 dB.

Tutte le commutazioni di portata e misura sono ricondotte ad un solo commutatore a 19 posizioni di costruzione speciale. Si hanno poi due sole boccole per i puntali; l'una contrassegnata con COMMON per il puntale destinato alla polarità negativa ed un'altra contrassegnata + V-Ω-MA per quello di polarità positiva.

Per sicurezza, le portate più alte in volt c.c., volt c.a., e ampere (+ 1600 V DC, 1600 V AC e + 8 AMP) richiedono di commutare il puntale positivo nelle apposite boccole.

Come si vede si è ottenuto un massimo di praticità di sicurezza ed anche di eleganza costruttiva.

Le portate sono le seguenti:

V c.c.-V c.a.:	1,6; 8; 40; 160; 400; 1600 V;
A c.c. :	80 µA; 8mA; 80 mA; 800 mA; 8 A;
dB :	— 15 a + 6; + 1 a + 20; + 13 a + 34; + 25 a + 46; + 33 a + 54 dB;
Ω inizio scala :	1.000; 10.000; 100 kΩ; 1 MΩ; 10 MΩ;
Ω in centro scala :	25; 250; 2500; 25 kΩ; 250 kΩ.

E' naturalmente possibile anche impiegare lo strumento per la misura dei volt-uscita interponendo nel campo dei V c.a. un condensatore per il blocco della componente continua.

Per misure di livello in dB superiori ai + 54 dB con la commutazione relativa alla boccola dei 1600 V c.a. occorrerà riferirsi alla scala da — 15 a + 6 dB ed aggiungere 60 dB.

Allo scopo di facilitare le misure e sicuri di fare cosa grata ai lettori riportiamo qui di seguito una tabella di riferimento tra il livello di potenza in

---

(*) Costruito dalla Weston Eletrical Instrument Co. di Newark, N. J., rappresentata in Italia dalla Ing. S. & Dr. Guido Belotti di Milano.

dB ed il corrispondente livello di tensione al variare dei tre livelli zero di riferimento che sono più impiegati in pratica.

Tabella di riferimento tra i livelli di potenza in dB ed i corrispondenti di tensione.

	Livello di riferimento per zero dB corrispondente a:		
Livello di pot. [dB]	6 mW su 500 Ω	6 mW su 600 Ω	1 W su 600 Ω
— 10	0,548	0,600	0,245
— 9	0,614	0,673	0,275
— 8	0,689	0,755	0,308
— 7	0,774	0,847	0,346
— 6	0,868	0,951	0,388
— 5	0,974	1,067	0,436
— 4	1,093	1,197	0,489
— 3	1,226	1,343	0,548
— 2	1,376	1,507	0,615
— 1	1,544	1,691	0,690
0	1,732	1,897	0,775
+ 1	1,943	2,189	0,869
+ 2	2,180	2,389	0,975
+ 3	2,447	2,680	1,094
+ 4	2,745	3,007	1,228
+ 5	3,080	3,374	1,377
+ 6	3,456	3,787	1,545
+ 7	3,878	4,248	1,734
+ 8	4,351	4,766	1,946
+ 9	4,882	5,347	2,183
+ 10	5,477	6,000	2,449
+ 11	6,145	6,732	2,748
+ 12	6,895	7,554	3,084
+ 13	7,737	8,475	3,460
+ 14	8,681	9,509	3,882
+ 15	9,740	10,67	4,356
+ 16	10,93	11,97	4,887
+ 17	12,26	13,43	5,484
+ 18	13,76	15,07	6,153
+ 19	15,44	16,91	6,904
+ 20	17,32	18,97	7,746
+ 21	19,43	21,29	8,691
+ 22	21,80	23,89	9,752
+ 23	24,47	26,80	10,944
+ 24	27,45	30,07	12,28
+ 25	30,80	33,74	13,77
+ 26	34,56	37,87	15,45
+ 27	38,78	42,48	17,34
+ 28	43,51	47,66	19,46
+ 29	48,82	53,48	21,83
+ 30	54,77	60,00	24,49
+ 31	61,45	67,32	27,48
+ 32	68,95	75,54	30,84
+ 33	77,37	84,75	34,60
+ 34	86,81	95,09	38,82
+ 35	97,40	106,70	43,56
+ 36	109,3	119,7	48,87
+ 37	122,6	134,3	58,84
+ 38	137,6	150,7	61,53
+ 39	154,4	169,1	69,04
+ 40	173,2	189,7	77,46
+ 41	194,3	212,9	86,91
+ 42	218,0	238,9	97,51
+ 43	244,7	268,0	109,4
+ 44	274,5	300,7	122,8
+ 45	308,0	337,4	137,7
+ 46	345,6	378,7	154,6
+ 47	387,8	424,8	173,4
+ 48	435,1	476,6	194,6
+ 49	488,2	534,7	218,3
+ 50	547,7	600,0	245,0

2. - IL CIRCUITO - DATI COSTRUTTIVI.

In fig. 2 abbiamo riportato gli schemi semplificati relativi alla misura dei V c.c., V c.a., Ω e mA.

La variazione di portata (fig. 2-a) viene realizzata per la misura dei V c.c. selezionando le resistenze addizionali disposte in serie allo strumento da 50 μA. La commutazione si arresta ai 400 V. La portata superiore viene realizzata come si è detto commutando il puntale sull'apposita boccola. Lo schema di fig. 2-b relativo alla misura dei V c.a. è similare al precedente salvo che per il fatto che vengono inseriti nel circuito due dischi di ossido ad rame uno dei quali lascia passare la corrente durante la semionda positiva mentre l'altro conduce durante quella negativa.

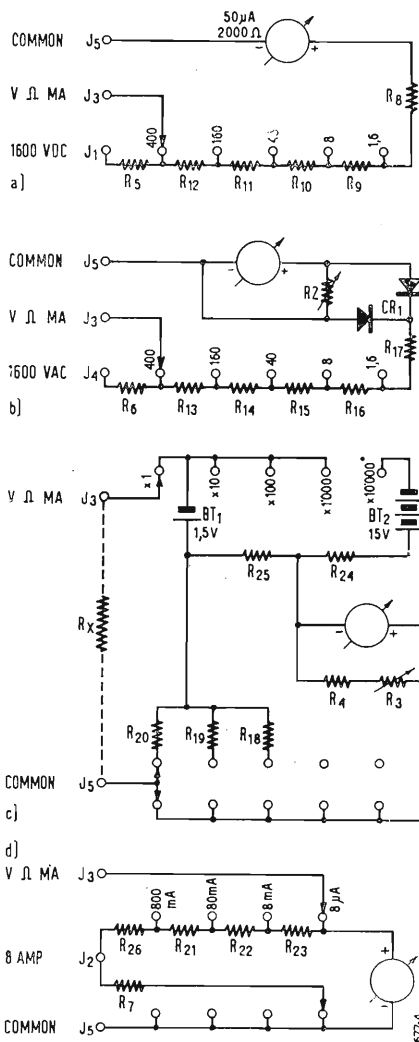



Fig. 2 - Circuiti semplificati dell'analizzatore. Valori dei componenti: R_2 = 500 Ω, semifisso; R_3 = 25 kΩ, carbone; R_4 = 4,7 kΩ, 10 %; R_5 = 24 MΩ, 1 %; R_6 = 1,2 MΩ, 1 %; R_7 = shunt dello strumento, 0,0333 Ω; R_8 = 30 kΩ, 1 %; R_9 = 128 kΩ, 1 %; R_{10} = 640 kΩ, 1 %; R_{11} = 2,4 MΩ, 1 %; R_{12} = 4,8 MΩ, 1 %; R_{13} = 240 kΩ, 1 %; R_{14} = 120 kΩ, 1 %; R_{15} = 32 kΩ, 1 %; R_{16} = 6470 Ω, 1 %; R_{17} = 1160 Ω, 1 %; R_{18} = 2790 Ω, 1 %; R_{19} = 252 Ω, 1 %; R_{20} = = 24,6 Ω, 1 %; R_{21} = 3 Ω, 1 %; R_{22} = 30 Ω, 1 %; R_{23} = 3,3 kΩ, 1 %; R_{24} = 250 kΩ, 1 %; R_{25} = 23,3 kΩ, 1 %; R_{26} = 0,3 Ω.

Lo strumento viene shuntato tramite una resistenza semifissa R_2 fino a che la sensibilità complessiva in c.a. non scende come desiderato ad 1 mA. Come nel caso dei V c.c. il commutatore seleziona le resistenze addizionali in serie allo strumento fino ai 400 V mentre per la portata superiore provvede l'apposita bocboccola. Tutte le resistenze sono tarate all'1 %.

Il circuito per la misura delle resistenze è esso pure del tipo convenzionale se si eccettua il fatto che esso fa uso di due batterie. Ciò che realizza effettivamente una novità è la combinazione dei vari circuiti come risulta dallo schema di fig. 4 largamente aiutata dal fatto che il circuito viene realizzato con un circuito stampato.

Il circuito dello strumento con uno shunt di circa 30.000 ohm complessivi, che riduce la sensibilità a 60-70 μA, viene a formare con R_{25} il circuito di misura per la gamma $R \times 1000$. Per le portate inferiori $R \times 100$ - $R \times 10$ - $R \times 1$ si dispone semplicemente in parallelo una resistenza di adatto valore.

La regolazione del fondo scala dello strumento per ogni portata viene realizzata tramite la resistenza variabile R_3.

La portata più alta $R \times 10.000$ viene invece realizzata tramite una resistenza da 250.000 ohm, R_{24} ed una seconda batteria da 15 V. La comprensione dello schema è immediata ed il circuito troppo noto perchè si aggiungano altre considerazioni.

Il circuito per la misura dei mA c.c. è realizzato con la ben nota disposizione a partitore. Anche in questo caso l'ultima portata da 8 A fondo scala viene realizzata commutando il puntale nell'apposita boccola.

Il circuito permette la massima sicurezza di esercizio in quanto un difetto di commutazione, se può dar luogo a lettura errata, non pregiudica però la vita dello strumento per sovraccarico dovuto alla mancanza della resistenza in derivazione.

La lettura dei dB viene effettuata in corrispondenza delle portate in V c.a. sulla scala apposita (arco tarato in dB). Lo zero di livello di potenza è riferito ad 1 mW su 600 ohm.

Lo strumento è dotato di un fusibile di protezione da 8 A disposto ovviamente in serie al collegamento della boccola COMMON del puntale di polarità negativa.

La fig. 4 fornisce ogni particolare relativo all'interno dello strumento. Come si vede le resistenze vengono direttamente adagiate sul fondo dello chassis e fissate attraverso fori passanti che permettono la saldatura dei componenti sul circuito stampato dall'altro lato dello chassis.

Qualora si debba eseguire qualche riparazione dissaldando qualche componente si consiglia di impiegare un saldatore di debole potenza in modo da non danneggiare il terminale di attacco.

*

Fig. 3 - Schema dell'analizzatore. Il commutatore è indicato nella posizione 1,6 nel campo di misura delle tensioni continue. Valori dei componenti:
F_1 = fusibile 8A; J_1, J_2, J_3, J_4, J_5 = punti di attacco del circuito; R_1 = 1,5 kΩ, semifisso; da R_2 a R_{26} vedere fig. 2; BT_1 = batteria a 1,5 V; BT_2 = batteria a 15 V; CR_1 = raddrizzatori a dischi di ossido di rame da 130 mA.
Sul fianco destro dello schema sono riportate le posizioni del commutatore.

Fig. 4 - Vista dell'interno dell'analizzatore Weston, modello 980. Sono chiaramente visibili i vari componenti elettrici, montati sopra una lastra di materiale isolante.

Produzione automatica in serie di transistori

I laboratori della Bell Telephone hanno messo a punto una macchina che permette la fabbricazione automatica di transistori, senza intervento di operatori.

In meno di un minuto la macchina — cui è stato affibbiato il nomignolo di « Signor Meticoloso » — effettua da sola 15 operazioni per la produzione in serie di transistori sperimentali, i minuscoli amplificatori che stanno soppiantando le valvole radio in numerose applicazioni elettroniche. Dopo aver afferrato una minuscola barra — dello spessore all'incirca di un capello umano — di un materiale semi-conduttore come il germanio od il silicio, la macchina automatica ne controlla le caratteristiche elettriche e, qualora il collaudo risulti soddisfacente, attacca un sottile filo d'oro in un determinato punto della barretta con una precisione di circa 1/50-millesimo di centimetro.

Successivamente la macchina esegue il collegamento di questo filo con uno dei quattro fili che escono dal transistore, rovescia la barretta ed effettua la giunzione con un altro filo disposto sull'altro lato. Subito dopo, effettuato il collaudo elettrico del transistore finito, ripete l'operazione con una nuova barretta.

(Micron)

Due società televisive australiane piazzano ordinazioni per mezzo milione di sterline in Inghilterra

Due compagnie australiane, la Herald Sun Television Ltd. e la Amalgamated Television Ltd. hanno passato commesse ad una ditta britannica per impianti completi di televisione che, in aggiunta ad analoghe commesse passate da due enti governativi australiani di televisione, ammontano a complessive Lst. 500.000 Si tratta più particolarmente di due stazioni trasmittenti televisive da 10 kW e di due stazioni trasmittenti da 2 ½ kW situate, per la Herald Sun, a 610 metri di altitudine presso Melbourne e, per la Amalgamated Television, nella prossimità del famoso ponte della baia di Sydney. *(u.b.)*

Mostra della Radio a Belgrado

Durante la « Settimana della Stampa e della Cultura » si è tenuta a Belgrado, nei locali della stazione radiofonica della capitale jugoslava, una mostra in cui sono state esposte ed illustrate le attrezzature della stazione, le condizioni di lavoro ed altre notizie riguardanti il funzionamento dell'emittente belgradese. *(u.s.)*

Esportazioni record di attrezzature radio

Nel 1955 è stato esportato un quantitativo di attrezzature radio britanniche superiore a quello di qualsiasi altro anno. Il loro valore provvisorio, annunciato il 28 gennaio scorso dal Consiglio Britannico della Radioindustria, viene stimato in 32.930.000 sterline. Tale cifra è di 2.750.000 sterline o del 12,8 % superiore a quella del 1954, già di per sè un record e superante di oltre tre volte il valore esportato nel 1947.

Sul totale, le esportazioni dirette di impianti fissi — trasmittenti, radar, ausili alla navigazione e attrezzature elettroniche per l'industria — sono state di poco inferiori ai 13 milioni di sterline, e superiori di circa 300 mila sterline nel 1954. Il valore delle parti componenti e delle apparecchiature di controllo, in 7.510.000 sterline, è stato di circa 800 mila sterline superiore all'anno precedente.

Le esportazioni di attrezzature per la riproduzione del suono — radiogrammofoni, amplificatori elettronici, altoparlanti — sono state valutate ad oltre 2 milioni di sterline più che nell'anno precedente, per un totale complessivo di 5.730.000 sterline.

Le vendite all'estero di televisori e apparecchi radio hanno raggiunto un totale di circa 4 milioni di sterline: quelle di valvole e parti di ricambio 2.820.000 sterline. *(u.b.)*

Strumento per la Misura dell'Isolamento

Questo nuovo strumento consente la misura dell'isolamento di quasi tutti i condensatori (carta, mica, ceramici) tra un picofarad e 0,25 microfarad per valori della resistenza di dispersione da pochi ohm a centinaia di megaohm, alla effettiva tensione di lavoro.

VOI CERTAMENTE non crederete che si possa misurare l'isolamento di un condensatore con in parallelo una resistenza, però un fatto noto solo a qualche specialista farà diminuire la vostra incredulità. Un condensatore in buono stato ha una resistenza di isolamento indipendente dalla tensione applicata, un condensatore difettoso no.

1. - LA SOLUZIONE DI UN ENIGMA.

Le figg. 1 e 2 danno una rappresentazione molto chiara del fenomeno. La prima rappresenta in tratto pieno la corrente di dispersione di un condensatore in funzione della tensione applicata. Se in parallelo si trova una resistenza lineare la corrente totale aumenta, ma sempre proporzionalmente alla tensione (rette tratteggiate).

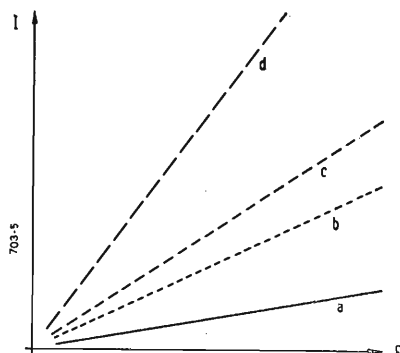



Fig. 1 - La resistenza di isolamento di un condensatore in buono stato è indipendente dalla tensione di misura.

Fig. 2 - Se il condensatore è difettoso la corrente di dispersione ha l'andamento irregolare qui raffigurato.

Ma se si rileva l'andamento della corrente di dispersione di un condensatore in cattivo stato (fig. 2), non si ottiene mai una retta. Le curve avranno l'andamento *a* o *b*. Il dielettrico di questo condensatore è evidentemente sede di fenomeni di ionizzazione che spiegano il valore rapidamente crescente della corrente che può portare anche alla scarica.

Si può avere anche una curva crescente e poi decrescente come la *c*. In questo caso si ha a che fare con un condensatore difettoso per umidità: si ha inizialmente una leggera elettrolisi che sviluppa un gas isolante e provoca quindi una apparente riparazione del condensatore.

In ogni caso la forma della curva permette sempre di separare i condensatori buoni dai difettosi.

Le curve della fig. 2 ci insegnano anche un'altra cosa: è facile trovare valori diversi della resistenza di isolamento di un condensatore al variare dell'ohmetro e soprattutto della tensione impiegata. In generale conviene eseguire la misura con una tensione pari a quella nominale. È invece sconsigliabile scegliere una tensione di prova più alta che solleciterebbe in modo pericoloso il dielettrico.

Fig. 3 - Se il condensatore è buono la corrente dispersa cresce proporzionalmente alla tensione. L'impulso non è rivelato e lo strumento non si muove.

2. - RITORNIAMO AL SOGGETTO.

Le precedenti osservazioni suggeriscono che per controllare l'isolamento di un condensatore basta fare la misura a due tensioni diverse e considerare buono il condensatore se i due valori sono uguali, a meno che non siano troppo bassi.

Ma questa non è una soluzione molto elegante e noi vedremo che il nostro apparecchio effettuerà le prove in modo praticamente automatico e ci indicherà direttamente se il condensatore è buono o no.

Consideriamo la fig. 4. Vi vediamo il condensatore in prova con la sua resistenza di fuga e con una eventuale resistenza in parallelo. La tensione applicata è formata da una componente continua relativamente bassa alla quale è sovrapposta una tensione ad impulsi.

Se si applica la sola tensione continua e se la resistenza del generatore ad impulsi si può rendere trascurabile (come si vedrà più avanti) la corrente che passa nello strumento avrà un valore stabile dipendente da R e da R_f.

Mettiamo ora in funzione il generatore ad impulsi che può fornire una tensione di qualche centinaio di volt.

R può avere un valore anche basso, quindi per ridurre la potenza in essa dissipata gli impulsi devono essere molto stretti.

Che cosa indicherà ora il nostro galvanometro? Durante l'impulso il condensatore si carica e durante la pausa si scarica attraverso lo strumento di misura dando luogo ad una corrente in senso opposto.

La corrente ha in questo caso l'an-

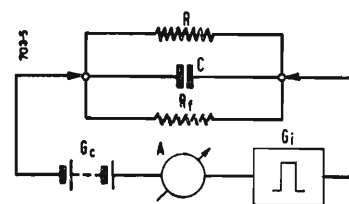



Fig. 4 - Per verificare un condensatore C, avente una propria resistenza di dispersione R_f ed una resistenza esterna R in parallelo, si applica un segnale complesso formato da una tensione continua e da brevi impulsi.

(*) Condensato da: MIDDLETON, R.G., New Test for Capacitor Leakage, *Radio Electronics*, Settembre 1955, XXVI, 1, p. 44.
LIZY V., Un Contrôleur qui Vérifie l'Isolement des Condensateurs, *Toute la Radio*, Novembre 1955, 22, 200, pag. 389.

dei Condensatori *

damento della curva in tratto sottile della fig. 3 e si vede pure che se nel circuito tutti gli elementi sono lineari le superfici tratteggiate sono uguali e il valore medio della corrente totale resta costante.

Se invece una delle resistenze in parallelo al condensatore non è lineare, cioè se il condensatore è difettoso si ottiene una specie di rivelazione. E secondo che la resistenza in questione sarà aumentata o diminuita durante l'impulso si avrà una variazione della corrente media indicata dallo strumento in un senso o nell'altro.

Uno strumento basato su questo principio è stato realizzato dalla SIMPSON ELECTRIC Co., che lo chiama *In-Circuit Capacitor Leakage Tester*, mod. 383 ([1]).

Fig. 5 - Schema completo dell'apparecchio Simpson per il controllo dei condensatori montati.

3. - SCHEMA COMPLETO.

Esso è riportato nella fig. 5. La tensione continua è fornita da una pila da 7,5 V. Il generatore ad impulsi ha un proprio alimentatore per l'alta tensione (trasformatore e diodo 1B3-GT). È necessario l'impiego di un thyratron perchè la tensione deve raggiungere rapidamente il valore massimo (1µs), nonostante la presenza del condensatore e perchè la resistenza interna deve essere molto bassa

A seconda della tensione nominale del condensatore in prova si può variare il valore di cresta degli impulsi con il potenziometro da 5 kΩ che regola la tensione di polarizzazione della griglia di sblocco del thyratron. Questo circuito comprende un raddrizzatore al selenio. Il potenziometro da 2 kΩ tarato in fabbrica serve a fare corrispondere esattamente la tensione di cresta a quella indicata dalla manopola di regolazione della tensione.

Lo strumento di misura è un galvanometro da 50 µA a zero centrale però con posizione di riposo leggermente scentrata. Esso viene portato esattamente nella posizione centrale durante la taratura regolando il potenziometro di 500 Ω.

L'ultimo organo importante è il commutatore a tre posizioni: APERTO - TARATURA - MISURA.

In serie ad uno dei suoi bracci si vedono due condensatori elettrolitici di grande capacità. Essi sono scaricati per corto circuito nella posizione TARATURA e si trovano in parallelo con lo strumento durante la MISURA.

Hanno lo scopo di proteggere lo strumento e fare in modo che sia attraversato solo dalla corrente media. Essi assorbono gli impulsi di corrente e sono perciò due in serie con le polarità contrapposte.

4. - LE ISTRUZIONI PER L'USO.

Collegare il condensatore in prova ai morsetti dello strumento. Una eventuale massa va collegata al morsetto BASSO. Passare dalla posizione APERTO alla posizione TARATURA e con il potenziometro da 500 Ω portare lo strumento sulla posizione centrale. Passare nella posizione MISURA. Se l'indice resta nella posizione centrale il condensatore è buono. Se l'indice si sposta sia da una parte che dall'altra il condensatore è difettoso.

Vista frontale del nuovo mod. 383, Simpson.

Per controllo si può ritornare nella posizione TARATURA l'indice deve essere sempre nella posizione centrale.

Il tempo di accensione è di 30 sec.

Il valore di cresta degli impulsi può arrivare a 600 V ed è regolabile. È pericoloso applicare alte tensioni ai capi di filamenti, diodi a cristallo, ecc.

In caso di corto circuito del condensatore non è possibile la taratura. Lo stesso succede naturalmente se in parallelo al condensatore si trova una resistenza molto bassa. In questi casi occorre proprio adoperare il saldatore. È pericoloso per il catodo del thyratron funzionare a lungo su un condensatore in corto circuito.

Facciamo infine notare che i condensatori non sono gli unici elementi che si possono controllare con questo apparecchio. Esso è in definitiva un indicatore di non linearità e potrà perciò essere usato per il controllo di resistenze ordinarie e di termistori a coefficiente di tensione elevato.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

([1]) Realizzato in America dalla Simpson Electric Co., rappresentata in Italia dalla Ditta dott. ing. MARIO VIANELLO, Milano.

Come Funziona il Ricevitore

Nei due articoli precedenti, dopo un paragrafo introduttivo destinato ad illustrare il compito dei vari circuiti ed il percorso dei segnali dall'antenna al cinescopio, l'A. ha descritto il gruppo di alta frequenza, i circuiti di media frequenza, il rivelatore video e il circuito del C.A.G.

a cura del dott. ing. Franco Simonini (i1JK)

8. - I TELAI DI SINCRONISMO.

Se dalla bontà della curva di media dipende la finezza della riproduzione, dalla qualità dei circuiti di sincronismo dipende la stabilità, la sicurezza del funzionamento del televisore (vedi fig. 16 e 20).

Specie in questi ultimi anni del dopoguerra i circuiti di sincronismo sono stati particolarmente affinati. Questo che qui presentiamo è stato ricavato dagli schemi della R.C.A. ed è uno dei più semplici e nello stesso tempo più stabili ed insensibili agli impulsi che possono venir introdotti dalle fonti di disturbo (fig. 17).

La corretta riproduzione video si ha solo a patto che si abbia una perfetta corrispondenza tra l'area esplorata nella ripresa televisiva ed il punto più o meno luminoso che viene riprodotto sullo schermo.

Allo scopo vengono inviati, assieme al segnale video degli impulsi di sincronismo; essi hanno il compito di far iniziare al tempo giusto l'esplorazione della linea lungo lo schermo. Alla corrispondenza dei punti lungo la linea provvede poi la linearità del segnale di scansione mentre al controllo del ritorno e dello inizio del movimento di scansione verticale provvedono un'altra serie di impulsi di differente durata dai primi e da questi separati da un terzo tipo di impulsi detti di equalizzazione.

In fig. 18 si ha una visione sintetica del fenomeno.

Negli intervalli H, assieme all'impulso di sincronismo di linea è riprodotta in sostanza la curva corrispondente all'intensità luminosa del fascio elettronico lungo la linea.

Il primo problema che si presenta quindi dopo l'amplificazione video è quello della separazione degli impulsi di sincronismo dal modulato che permette la riproduzione della visione.

Attraverso una resistenza di disaccoppiamento, come già detto, di 30 kΩ i 15.625 Hz dei sincronismi di riga ed i 50 di quadro vengono convogliati alla griglia del primo triodo di una 6SN7.

Questa sezione del tubo si comporta come una rivelatrice per falla di griglia. Mancando polarizzazione non appena la griglia diviene positiva rispetto al catodo, alcuni elettroni cominciano a cadervi sopra e scorrendo nei due megaohm di resistenza cosidetta di fuga generano un potenziale base che permane durante il funzionamento, dato che ne rimane caricato il condensatore da 25000 pF di accoppiamento.

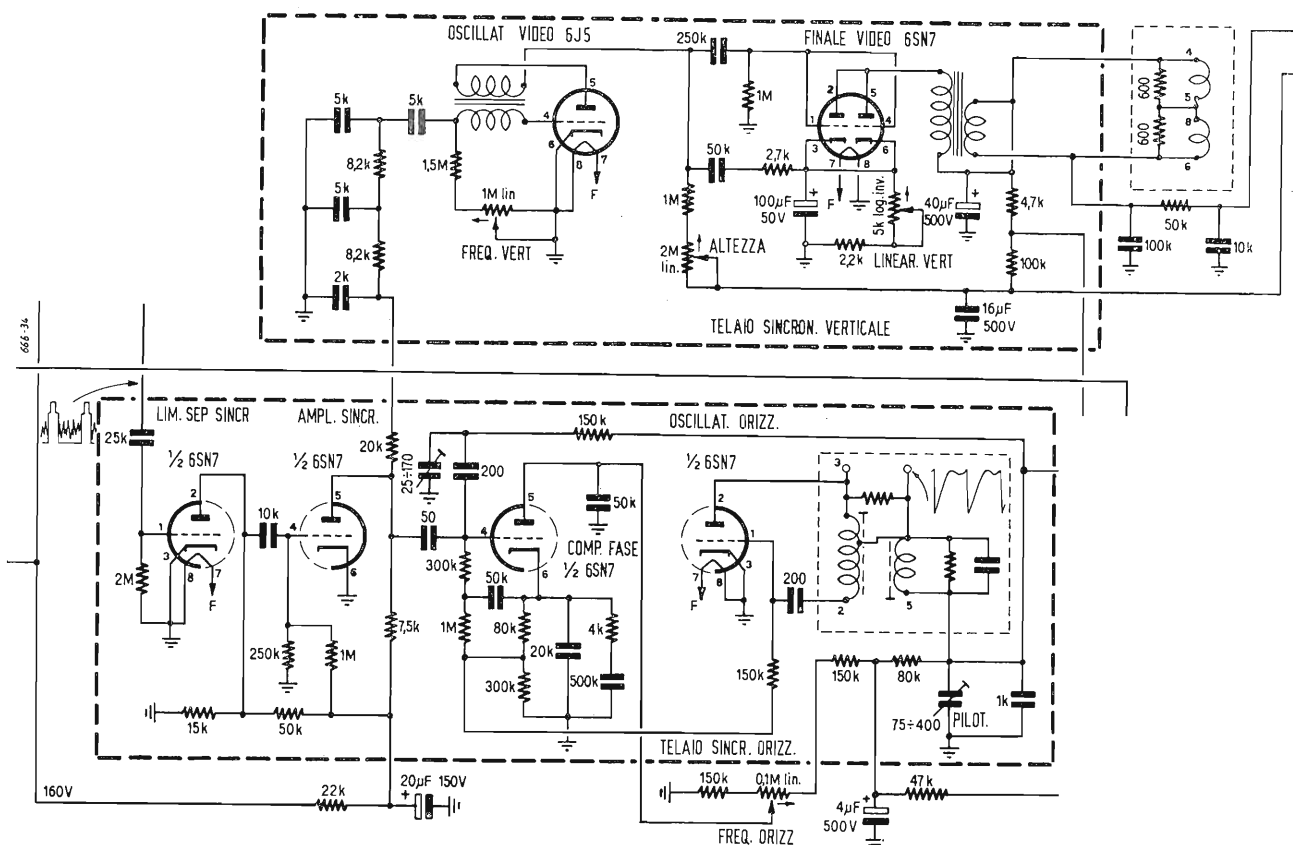



Fig. 17 - Schema elettrico dei telaietti dei sincronismi orizzontale e verticale. La funzione dei vari circuiti è descritta nel testo.

di TV

terzo articolo
di una serie di quattro

Data la ridotta tensione di placca (che è alimentata tramite un partitore sull'AT) la valvola viene interdetta da quasi tutto il segnale e resa conduttrice solo dalle punte dei sincronismi che rimangono così separati dal video. Si ha in sostanza una limitazione dovuta alla forte polarizzazione di griglia ed una limitazione di placca dovuta alla ridotta tensione anodica a causa della quale vengono squadrati dal ginocchio superiore della curva gli impulsi di sincronismo. Questa seconda limitazione riduce sensibilmente la influenza dei disturbi.

La seconda sezione della 6SN7 completa la limitazione di griglia del primo tubo (tramite il partitore 250 kΩ - 1 MΩ la griglia è positiva) ed esegue una seconda rotazione di fase di 180 gradi (la prima rotazione di fase era stata operata dalla prima sezione) riportando il sincronismo alla sua forma originale ed al valore richiesto di tensione. Per effetto di queste limitazioni comunque l'ampiezza dei segnali di sincronismo rimane abbastanza indipendente dalle variazioni del segnale TV all'ingresso del ricevitore. Dalla seconda sezione della 6SN7 il segnale di sincronismo verticale viene applicato ad una sezione di una seconda 6SN7 che ha il compito tutto particolare di effettuare una comparazione tra la fase del segnale generato dall'oscillatore orizzontale e l'impulso di sincronismo relativo. Ma sul funzionamento di questa sezione ritorneremo in seguito. Vediamo ora come avviene la separazione dei segnali di sincronismo verticale da quelli di linea (fig. 19).

A mezzo di una resistenza di disaccoppiamento da 20 kΩ, contenuta nel telaietto dei sincronismi orizzontali, il segnale viene immesso nel telaietto del sincronismo verticale in un circuito di « integrazione ».

Come si può rilevare dalla fig. 19 la costante di tempo dei gruppi *RC* non permette la formazione di una tensione sufficente al pilotaggio dello stadio oscillatore verticale durante la seguenza dei sincronismi orizzontali. La breve durata degli impulsi fa sì che durante la pausa corrispondente alla esplorazione della riga i condensatori facciano in tempo a scaricarsi.

All'arrivo degli impulsi di equalizzazione la tensione sale leggermente preparando l'avvento di quelli di sincronismo verticale che, di ben maggiore durata, fanno bruscamente elevare la tensione di comando oltre il livello minimo oltre il quale il generatore di deviazione verticale viene ad essere pilotato.

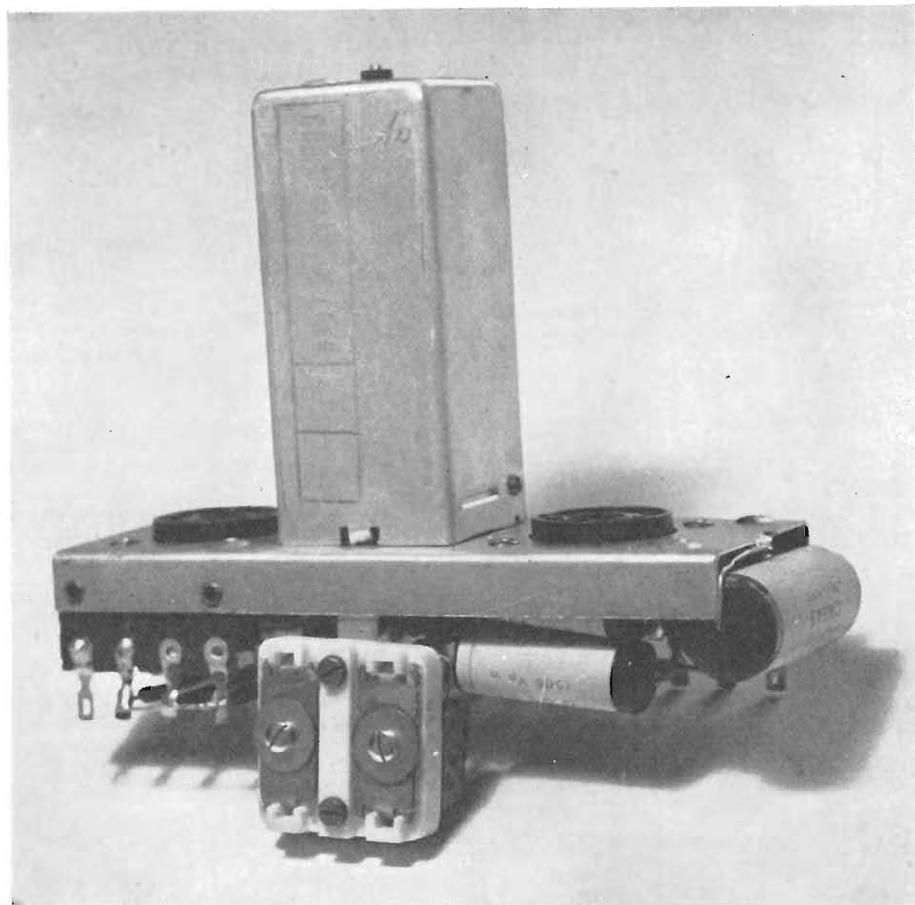



Fig. 16 - Il telaietto di sincronismo orizzontale visto dalla parte superiore.

Durante tutta la sequenza degli impulsi di sincronismo verticale l'oscillatore di deviazione orizzontale non va fuori passo anche se ad un certo punto la serie degli impulsi di egualizzazione riduce a metà la pausa a disposizione per l'esplorazione della linea. Perchè infatti sia efficace il segnale di sincronismo deve capitare all'inizio dell'oscillazione a dente di sega ed essa non ha più alcun effetto verso la metà del periodo.

Essi possono divenire pericolosi solo se applicati ad un tipo particolare di circuiti di sincronismo, per altro molto rari, che sono previsti per il funzionamento con diversi tipi di standard televisivi.

Abbiamo finora parlato di impulsi di equalizzazione senza spiegarne chiaramente la funzione che è questa:

— ottenere nello spazio e nel tempo una identica tensione integrata per il pilotaggio del generatore di tensione verticale allo scopo di permettere un perfetto interallacciamento.

Come indicato in fig. 19 infatti la condizione per l'interallacciamento, vale a dire lo sfalsamento di un semiperiodo di riga, viene ottenuta disponendo 7 impulsi di equalizzazione prima di quelli verticali e 6 dopo per i quadri dispari mentre ne vengono disposti 6 prima e 7 dopo per i quadri pari.

Come si può notare la forma dell'impulso di sincronismo verticale non resta assolutamente alterata.

La constante di tempo impiegata per il circuito integratore di fig. 19 è di 100 microsecondi valore che corrisponde a circa una riga e mezzo.

Per la separazione del triangolo integrato di quadro la costante di tempo viene definita:

— breve quando corrisponde circa alla durata di una riga;
— media quando corrisponde circa alla durata di tre righe;
— lunga quando corrisponde circa alla durata di sei righe.

La costante di tempo breve, possibile con lo standard europeo, mantiene con grande precisione il passo degli impulsi data la forma d'onda relativamente rapida che permette che il segnale di sincronismo verticale raggiunga il suo massimo valore in un tempo equivalente a quello di una riga.

L'uso dell'integrazione a media costante di tempo genera un impulso di sincronismo dal tratto saliente meno ripido ma consente una maggiore insensibilità ai di-

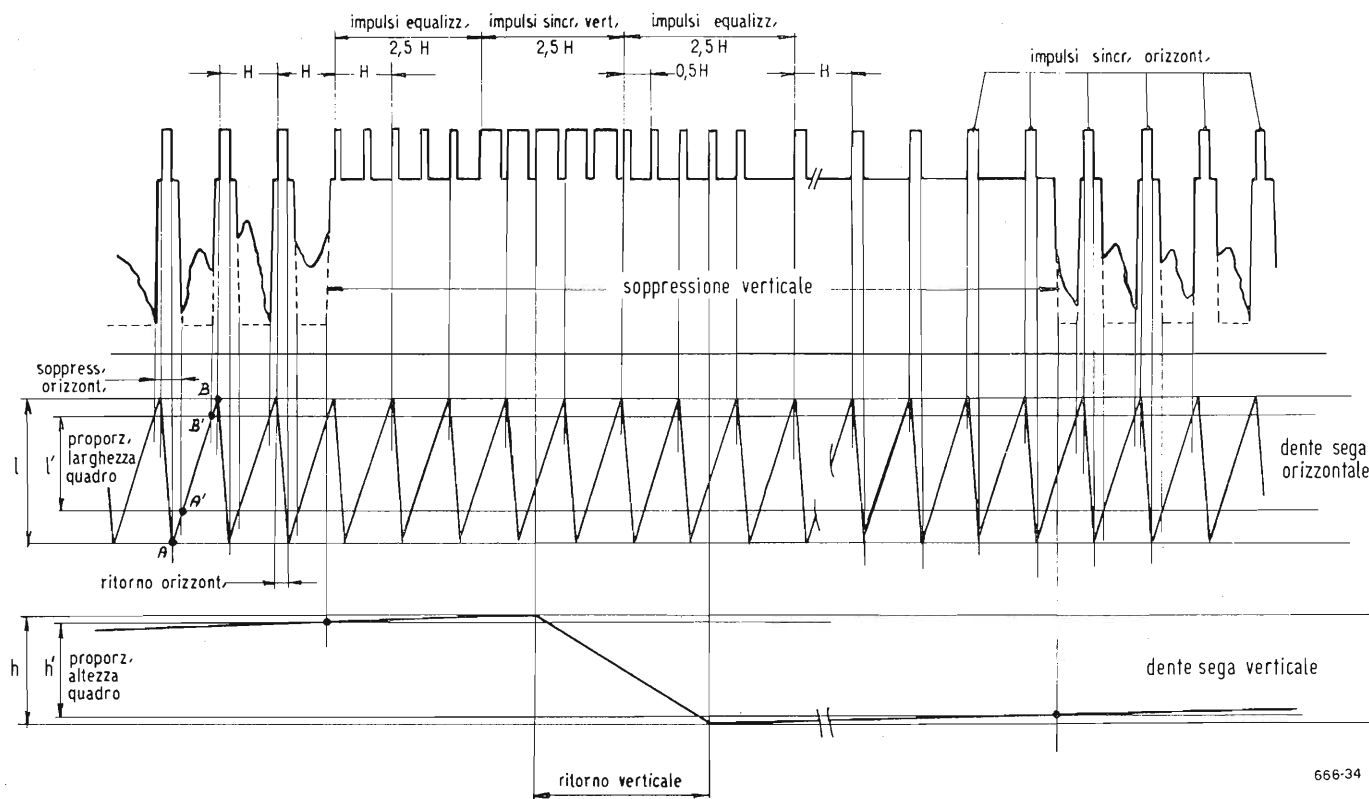



Fig. 18 - Scansione e sincronizzazione in un sistema di sintesi di TV a righe interlacciate. Gli impulsi di sincronismo iniziano i fronti ripidi di ritorno.

sturbi di alta frequenza dato che la banda di frequenza ammessa è notevolmente più ristretta.

Nel nostro caso infatti si è ottenuta questa costante di tempo di durata media con tre circuiti integratori di 40 microsecondi circa di durata ciascuno (8200 ohm, 5000 pF). Complessivamente la costante di tempo diviene così di circa 300 microsecondi.

La difesa che in questo modo si ottiene dai disturbi violenti è notevole. Anche per questo motivo lo stadio di deflessione verticale è molto più stabile di quello orizzontale; quest'ultimo è infatti più critico per la più elevata frequenza di funzionamento e, per conseguenza, di sincronismo la quale, dovendo venir trasmessa con un banda di frequenze più ampia, dà così adito ad una maggior influenza da parte dei disturbi.

Nello schema di fig. 17 è chiaramente distinguibile il circuito integratore disposto nell'ambito del telaietto di sincronismo verticale come circuito d'ingresso.

9. - I GENERATORI DEI SEGNALI DI DEFLESSIONE.

Dobbiamo ora esaminare brevemente il funzionamento dei così detti oscillatori bloccati che generano le tensioni di deflessione; quelle tensioni cioè, che applicate alle bobine appositamente distribuite lungo il collo del tubo a raggi catodici danno luogo allo spostamento del pennello elettronico lungo lo schermo TV.

Cominciamo dal circuito dell'oscillatore bloccato di quadro che come circuito è molto più semplice data anche la bassa frequenza in gioco (50 Hz).

Vediamone il comportamento nella sequenza di fenomeni elettrici che è caratteristica di questo circuito. La griglia è chiusa verso massa con una resistenza da 2 MΩ circa; per conseguenza non esistendo polarizzazione (catodo collegato a massa) all'atto della applicazione della tensione anodica si ha subito una forte corrente di placca. Ai capi dell'avvolgimento primario del trasformatore disposto in placca si ha una caduta di tensione che si riflette nel secondario con un corrispondente impulso di tensione di polarità opposta. Alla griglia viene quindi così applicata una tensione positiva; questa polarità rinforza la corrente anodica fino a tanto che, catturando la griglia elettroni e scorrendo questi nel circuito griglia-massa, ai capi del condensatore da 5000 pF si stabilisce una forte tensione negativa che interdice il tubo; non appena infatti la corrente anodica comincia a diminuire, la tensione ai capi del trasformatore comincia ad aumentare così che ai capi del secondario viene indotta questa volta con polarità negativa una tensione che, sommandosi a quella localizzata ai capi del condensatore, interdice rapidamente il tubo.

Mentre inducendo una tensione positiva in griglia il trasformatore restava caricato dal tratto di bassa impedenza griglia-catodo nel secondo caso il carico non esiste più ed il picco negativo raggiunge un valore notevole oltre l'interdizione.

Una volta bloccatosi il tubo il gruppo *RC* si scarica; la tensione negativa di griglia decresce lentamente fino a che, superato il potenziale di interdizione, il tubo riprende a condurre ed il ciclo ha di nuovo inizio.

Responsabile del blocco dell'oscillatore è comunque il circuito *RC* di griglia che ne comanda la frequenza. E' possibile infatti effettuare una regolazione di questa ultima a mezzo del potenziometro lineare da 1 MΩ.

Come abbiamo visto per la maggior parte del ciclo il tubo rimane interdetto; se quindi ai capi del circuito anodico si dispone un condensatore questi si caricherà lentamente per restare poi cortocircuitato dal guizzo positivo della griglia, durante il quale il triodo rimane conduttore. Ai capi si ha così una tensione dal tipico andamento a denti di sega.

Nel nostro cricuito di fig. 17 il condensatore in parola è da 50.000 pF ed ha disposta in serie una resistenza di 2700 ohm. Durante la scarica ai capi di essa si localizza una tensione che rendendo fortemente positivo il catodo interdice il tubo amplificatore che segue. In tale modo durante il ritorno la valvola non carica il trasformatore di uscita.

L'ampiezza del segnale viene regolata ovviamente agendo sulla tensione anodica con un potenziometro da 2 MΩ lineare disposto in serie al circuito di placca. Maggiore infatti sarà la tensione anodica e tanto più elevato il segnale a denti di sega che si localizzerà ai capi del condensatore che avrà potuto caricarsi ad una tensione più elevata.

Il trasformatore è indispensabile per lo adattamento dell'impdenza anodica con

quella della bobina di deflessione (vedi fig. 21 e 22).

Quest'ultima viene infatti realizzata con un avvolgimento a bassa resistenza che non solo è meno costoso ma anche più sicuro sia per le dimensioni del filo smaltato impiegato per l'avvolgimento, sia per la minore tensione che viene a localizzarsi ai capi durante il funzionamento. Data la ridotta frequenza in gioco esso è prevalentemente resistivo.

Esaminiamo ora il funzionamento dello stadio finale di quadro.

Realizzare uno stadio amplificatore perfettamente lineare per una tensione con andamento a denti di sega non è facile.

In pratica si aggira l'ostacolo supponendo che la corrente nella bobina di deflessione sia lineare; si adotta un trasformatore di dimensione normale e si calcola poi la corrente che deve essere fornita dallo stadio finale. In questo caso la tensione da applicare al tubo finale non è più lineare e si agisce sia sulla curva caratteristica del tubo amplificatore che con altri artifici per ottenere la linearità necessaria.

Il comando di linearità infatti viene realizzato con un potenziometro da 5 kΩ con andamento inversamente logaritmico disposto in serie al catodo; a mezzo di esso si varia la polarizzazione base del tubo e del corrispondente punto di lavoro.

La resistenza da 2700 ohm posta in serie al condensatore da 50.000 pF (collegato al circuito anodico dell'oscillatore) ha anch'essa la funzione di variare opportunamente la tensione generata sempre allo scopo di ottenere la desiderata linearità di corrente.

Si tratta comunque di un complesso oscillatore-amplificatore di facile esecuzione e di funzionamento poco critico e soprattutto assolutamente stabile. Per tale motivo di solito i comandi relativi vengono disposti a parte nella così detta tabacchiera sul fronte dell'apparecchio e non vengono manovrati dall'utente.

Dopo quanto è stato detto per il circuito oscillatore verticale lo schema di quello orizzontale è intuitivo. Anche qui si ha un'oscillatore bloccato tramite il quale viene a caricarsi un condensatore da 1000 pF disposto ai capi del circuito anodico. Il condensatore variabile ($75 \div 400$ pF) disposto ai suoi capi ha il compito di variare la tensione di pilotaggio orizzontale. Questo oscillatore è molto meno stabile del precedente data la maggiore frequenza in gioco (15.625 Hz). Allo scopo un tubo comparatore di fase ne controlla rigorosamente la frequenza.

Anche lo stadio viene definito come « comparatore di fase ».

Infatti alla griglia della sezione della 6SN7 perviene sia il segnale di sincronismo sotto forma di impulso che, notevolmente ridotto in valore e leggermente integrato, il segnale generato dall'oscillatore. L'ampiezza di quest'ultimo viene regolata tramite un piccolo compensatore variabile di 25-170 pF (fig. 16).

Non ci dilungheremo in particolari tecnici, diremo solo che i due segnali che pervengono alla griglia (quello dell'oscillatore + il sincronismo) si sommano e danno luogo ad un guizzo di tensione che fa scorrere nella resistenza catodica del tubo una data corrente la quale provoca ai capi una caduta di tensione; è appunto questa tensione che permette la correzione della frequenza dell'oscillatore bloccato orizzontale. La griglia di quest'ultimo e del triodo comparatore di fase hanno infatti (fig. 17) il ritorno in comune.
Se la frequenza anticipa sul sincronismo la tensione di controllo aumenta e riporta in passo l'oscillatore rallentandolo (è come se aumentasse la resistenza di griglia) e viceversa, se la frequenza ritarda la tensione di controllo diminuisce.

Il controllo della tensione di riferimento viene naturalmente effettuato variando la tensione anodica a mezzo di un potenziometro disposto a partitore di tensione.

E' questo il comando che di solito viene messo a disposizione anche dell'utente sul fronte dell'apparato colla denominazione generica di « sincronismo ».

La tensione generata è del tipo a denti di sega rigorosamente lineare come andamento. Provvede poi l'amplificatore finale verticale a produrre l'adatto andamento di tensione occorrente per ottenere l'andamento lineare di corrente nella bobina di deflessione a bassa resistenza.

menti di carattere sia tecnico che tecnologico che finora siano stati inventati.

Il problema quindi può dirsi praticamente risolto in modo sicuro e definitivo. Al tecnico non resta che la scelta del componente da montare. Data la complessità del circuito conviene naturalmente non badare a spese ed acquistare l'articolo migliore che offra il mercato.

La scansione orizzontale si differenzia profondamente per molti aspetti da quella verticale; esaminiamoli uno per uno:

Viene anzitutto erogata una potenza molto maggiore che non nella scansione verticale. L'ordine di grandezza è di 20 W per una esplorazione con tubi a raggi catodici in cui il pennello elettronico si sposta lungo un angolo di 70 gradi.

Questa condizione di lavoro, com'è noto, condiziona la lunghezza fisica del tubo e di conseguenza la profondità del mobile del televisore. Per ridurre le dimensioni del televisore si ricorre quindi ad una esplorazione lungo un angolo di 90 gradi. In questo caso si arriva fino ai 30 W di erogazione da parte dell'amplificatore finale orizzontale.

L'amplificatore realizzato come vedremo con un tubo di particolari caratteristiche lavora non in classe A come nel caso dell'asse tempi verticale ma in classe C. Il tubo conduce quindi solo per una

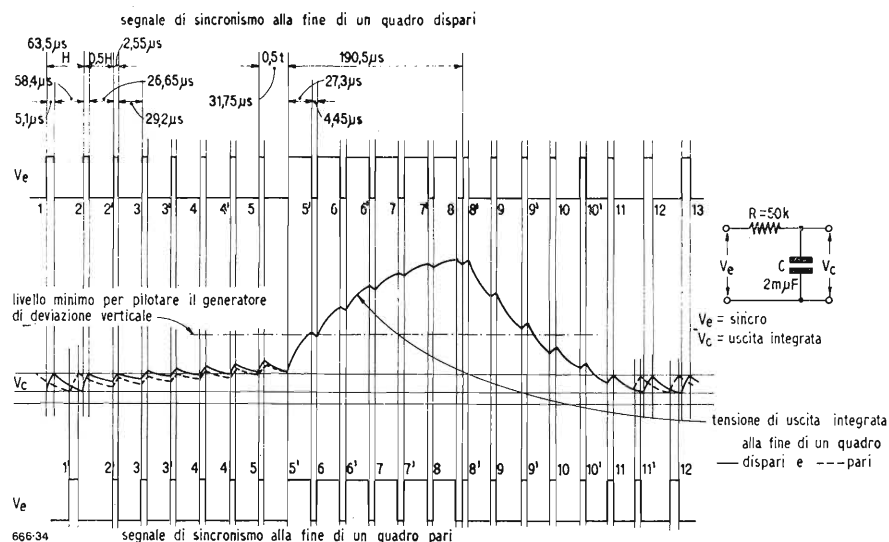



Fig. 19 - Separazione della forma d'onda del segnale di sincronizzazione verticale dal segnale di sincronizzazione totale, per mezzo di un circuito integrante di costante di tempo uguale a 100 μsec

10. - CARATTERISTICHE DELLO STADIO FINALE ORIZZONTALE.

La parte più complessa e critica del televisore è proprio questa: quella che più facilmente può dar luogo ad inconvenienti e questi nonostante che l'industria si sia seriamente impegnata dal punto di vista tecnologico per realizzare dei componenti speciali di caratteristiche del tutto particolari.

L'industria italiana comunque, ha la fortuna di poter sfruttare tutti gli accorgi-

frazione di periodo e per l'inversione del campo, oltre che per l'alimentazione dell'AAT, si sfrutta un transitorio. I traslatori sono del tutto diversi come costruzione. Quelli previsti per lo stadio verticale sono costruiti in buon ferro laminato mentre l'auto-trasformatore utilizzato nello stadio di amplificazione orizzontale è realizzato con del ferroxcube. Questo materiale che introduce poche perdite per i 15.625 Hz di riga è indispensabile perchè il circuito abbia un fattore di merito sufficientemente elevato da permettere lo svilupparsi del transitorio (Q di circa 60).

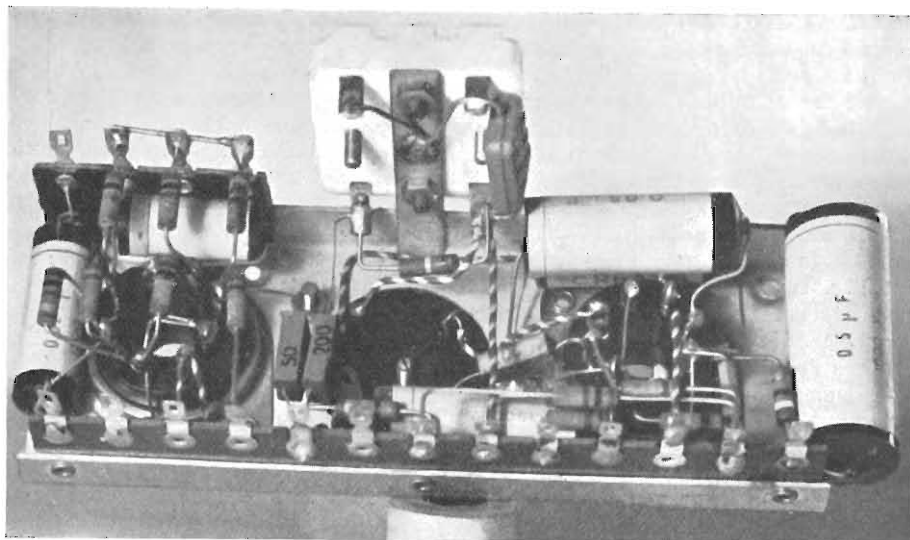



Fig. 20 - Il telaietto di sincronismo orizzontale visto dalla parte inferiore.

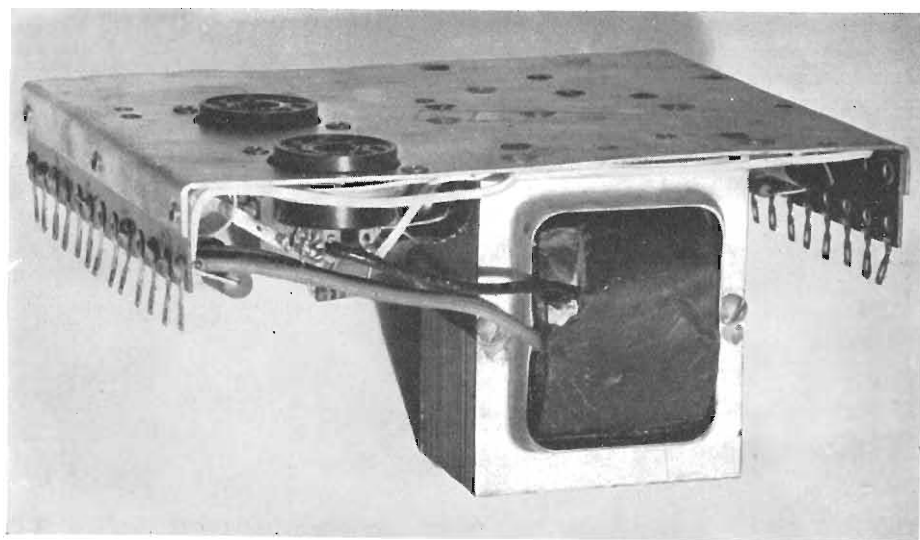



Fig. 21 - Il telaietto di sincronismo verticale visto di fianco.

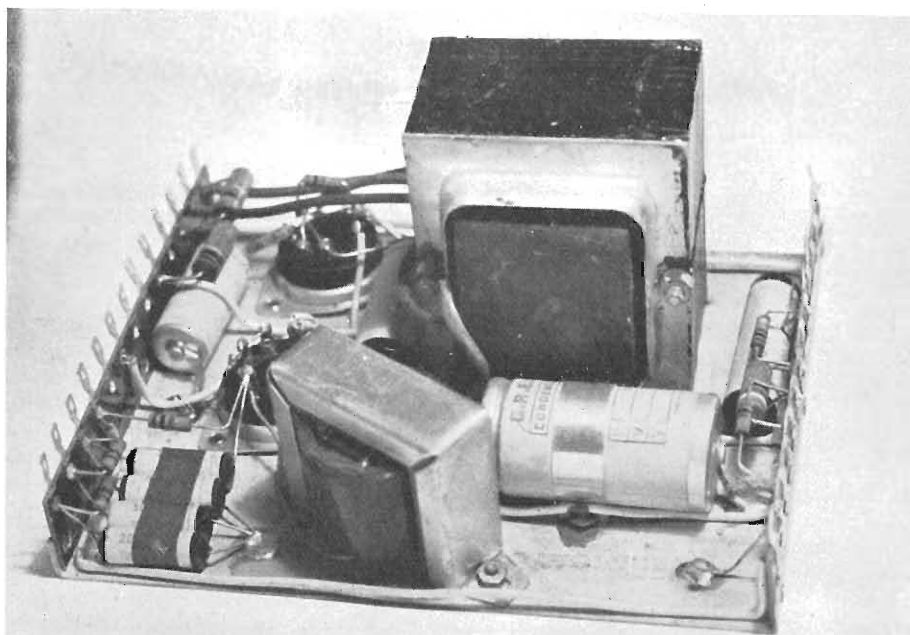



Fig. 22 - Il telaietto di sincronismo verticale visto dalla parte inferiore.

La forma d'onda è del tutto diversa nei due casi. Data la ridotta frequenza in gioco, nel caso dell'amplificatore verticale la bobina di deflessione si presenta come un carico prevalentemente resistivo e ben poco induttivo. La forma d'onda corrispondente della tensione applicata si avvicina in questo caso a quella del dente di sega. Nel caso dell'amplificatore orizzontale a causa dei 15.625 Hz di riga la bobina di deflessione si comporta invece come un carico prevalentemente induttivo e per conseguenza la forma d'onda diviene quella di fig. 25.

11 - IL FUNZIONAMENTO DELLO STADIO FINALE ORIZZONTALE.

Facendo riferimento all'andamento di tensione e corrente riportato in fig. 25. vediamo ora di seguire punto per punto il funzionamento dell'amplificatore..

La 6AV5 è un tubo speciale ad alta corrente anodica, ottimo vuoto interno che funziona in classe C. Esiste è vero un gruppo catodico di autopolarizzazione costituito da una resistenza da 150 ohm 2 W e da un condensatore da 0,5 μF ma si tratta semplicemente di un dispositivo di limitazione della corrente anodica nel caso che venga a mancare per un guasto il pilotaggio e la conseguente polarizzazione base tipica della classe C.

Quest'ultima è dovuta alla corrente di rivelazione che scorre nella resistenza di fuga di griglia di 500 kΩ. La resistenza da 100 ohm invece disposta in serie alla griglia ha il compito di evitare oscillazioni spurie. Nel considerare lo svolgersi del ciclo partiamo dalla corrente zero di riferimento (vedi punto *A* di fig. 25). In questi istanti la parte positiva del dente di sega applicato in griglia alla 6AU6 comincia a ridurre il negativo base applicato fino a che, superato il negativo di interdizione, il tubo inizia a condurre. Man mano che si riduce il negativo base, cui si somma la parte positiva del dente di sega applicato, la corrente di placca aumenta fino a portarsi a livello di saturazione e, una volta eliminato del tutto il negativo base, la griglia diviene positiva e per una breve frazione di periodo cattura così alcuni degli elettroni provenienti dal catodo provvedendo alla carica del condensatore di accoppiamento di griglia. Questo condensatore si scaricherà durante la restante porzione di periodo tramite la resistenza di 500 kΩ a massa dando luogo al negativo di interdizione.

La corrente che scorre nel tubo è assai forte rispetto ai comuni ordini di grandezza cui si è abituati in radiotecnica. Si tratta di circa 300 mA. In pratica per la bobina di deflessione occorrono però circa 500÷800 mA; il rapporto di trasformazione della bobina di autotrasformatore che viene impiegata nel circuito è

circa di 0,5÷0,3. Le spire cioè che alimentano le bobine di deflessione sono circa dalla metà ad un terzo delle totali attive tra la pacca e la fine dell'avvolgimento. Dalla scelta del rapporto di trasformazione dipende gran parte del corretto funzionamento del televisore.

Data l'elevata reattanza delle bobine alla frequenza di circa 15 kHz quasi tutta la tensione si localizza ai capi dell'avvolgimento. In questa frazione di periodo la corrispondente corrente fa deviare il pennello elettronico dal centro del tubo lateralmente fino al limite del quadro.

La tensione anodica sarà di circa 500 V data dai 300 V di alimentazione cui si sommano circa altri 200 che si localizzano come vedremo ai capi del condensatore da 8 μF.

Arrivati alla fine del primo spostamento laterale del pennello elettronico occorre ora invertire il campo magnetico e il senso della corrente dato che il sottile fascio di elettroni per l'esplorazione della riga successiva dovrà venire rapidamente spostato fino all'altro lato dello schermo.

Ciò viene ottenuto in pratica sfruttando un transitorio, un innesco di oscillazione. In sostanza si fa restituire al circuito magnetico l'energia che esso aveva immagazzinato.

Ecco la sequenza dei fenomeni: arrivato al suo massimo valore di punta la tensione a denti di sega si riduce bruscamente di valore.

Come conseguenza la 6AU6 viene altrettanto bruscamente portata all'interdizione e cessa l'afflusso di corrente nel circuito magnetico di placca. Questa rapida interruzione del circuito provoca una sovratensione anodica. Ai più la cosa potrà sembrare poco credibile e quasi inspiegabile. In realtà si tratta di un fenomeno abbastanza comune.

L'arco elettrico ne è una manifestazione molto frequente. All'atto della interruzione del circuito infatti l'energia immagazzinata nel campo magnetico tende a mantenere le condizioni iniziali elevando la tensione nell'intento di vincere l'aumentata resistenza del circuito.

Così nel nostro caso, come abbiamo detto ed è d'altra parte indicato in fig. 25, si ha il caratteristico andamento a punta detto anche con un termine ormai entrato nella pratica comune fly-back o « ritorno volante ». La tensione infatti cresce fino a un valore massimo che si aggira sui 5.000 V e poi torna a diminuire.

Come si vede la povera 6AU6 viene notevolmente sollecitata da ben 5.000 V di placca nel corso del transitorio. Occorre dire che si tratta però di una valvola di tipo particolare appositamente studiata per un forte consumo di corrente, una certa dissipazione anodica e un vuoto molto spinto. E' comunque necessario che il pilotaggio di griglia sia notevole allo scopo di dar luogo ad un negativo di interdizione altrettanto elevato ad evitare quindi che con una forte tensione anodica durante il transitorio il pentodo possa ancora condurre una sia pur ridotta corrente anodica.

Se il circuito venisse abbandonato a se stesso si avrebbe una oscillazione smorzata di frequenza equivalente a quella sulla quale viene a risuonare il circuito risonante costituito dall'induttanza dell'autotrasformatore, dalle capacità distribuite sommate a quelle introdotte dai collegamenti.

All'istante opportuno invece interviene a frenare questo pericoloso andamento, di cui si permette così solo l'inizio, un elemento di smorzamento costituito da un gere il condensatore da 8 μF e nel secondo essi invece scorrono in senso opposto dal condensatore da 8 μF fino al catodo del diodo attraverso la presa sull'avvolgimento dell'autotrasformatore.

Il filamento del diodo 6W4 viene alimentato a 50 Hz con un avvolgimento ben isolato e collegato in presa alla bobina in modo da evitare un eccesso di differenza di potenziale tra filamente e catodo. La fig. 25 ha un valore del tutto indicativo. Nella realtà l'andamento della ten-

Fig. 23 - Schema elettrico dell'amplificatore di deviazione orizzontale e dei circuiti associati.

diodo (6W4). Vediamone il funzionamento. Così come è inserito il diodo per tutta la durata dell'impulso di fly-back non conduce. Al catodo collegato in presa all'avvolgimento dell'autotrasformatore è infatti applicata una tensione positiva ben superiore ai 300 V applicati alla placca.

Non appena però questa tensione alla fine dell'impulso di fly-back scende sotto a tale valore il diodo rimane inserito in parallelo praticamente a quasi tutta la bobina e con la propria resistenza interna, riducendo fortemente il fattore di merito Q della bobina stessa evita ogni oscillazione smorzata.

E' questa la prima funzione del diodo « damper ». La seconda altrettanto importante sta nel caricare il condensatore da 8 μF. Durante il periodo di conduzione del diodo infatti il condensatore ha tutto il tempo di caricarsi provvedendo così a far percorrere la bobina dell'autotrasformatore da una corrente in senso opposto a quella provocata dalla conduzione del pentodo 6AU5.

E' questa corrente che provvede allo spostamento del fascio di elettroni del tubo a raggi catodici dall'inizio della riga fino al centro del tubo dopo di che provvede il pentodo pilotato dal dente di sega a fargli percorrere la restante metà di riga.

Nel primo caso infatti gli elettroni emessi dal catodo del finale orizzontale scorrono nell'avvolgimento fino a raggiun-

sione fra i due « fly-back » o ritorni volanti è molto meno inclinato di quanto non sia indicato. In altre parole la caduta di tensione ΔV dovuta alla resistenza della bobina di deflessione è molto più ridotta.

Così pure il tempo in cui agisce il tubo 6AU5 (lato destro dell'andamento della corrente) è più esteso di quanto indicato in figura. Il che equivale a dire che la potenza erogata dalla valvola è sensibilmente maggiore di quella messa a disposizione dal diodo 6W4. La linea di riferimento orizzontale, cioè dell'andamento della corrente di fig. 25, nella realtà risulta spostata un poco di più in basso di modo che il triangolo di sinistra relativo all'azione del diodo 6W4 risulta più ridotto come area.

Per il corretto funzionamento del televisore occorre comunque che i tempi di funzionamento si corrispondono. Se cioè alla fine del funzionamento da parte del diodo 6W4 corrisponda l'inizio del funzionamento da parte del tubo 6AV5. La messa a punto d'altra parte è abbastanza facile grazie ad alcuni fenomeni del tutto caratteristici che qui descriveremo brevemente.

Se i tempi di funzionamento si sovrappongono l'andamento diviene quello indicato in fig. 25, contrassegnato dalla lette B ed al solito esagerato per maggior chiarezza.

Ne rsiulta un lieve ritorno nello spostamento del pennello elettronico chiaramente avvertibile per una linea verticale

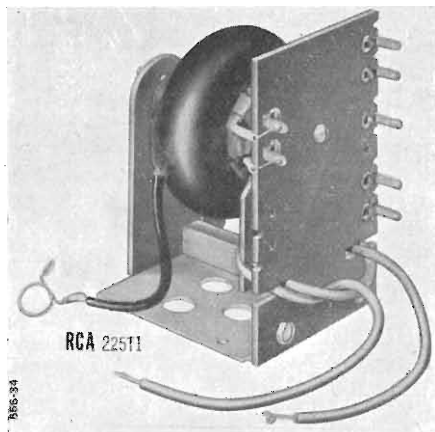



Fig. 24 - Trasformatore per stadio finale di deviazione orizzontale (AAT).

più luminosa dello sfondo che si presenta al centro dello schermo.

La maggior illuminazione della riga è ovviamente dovuta al lieve ritorno del movimento del pennello elettronico. Con un ricoprimento di tempi come appunto quello indicato in fig. 25, dal punto *B* l'andamento della corrente decresce leggermente per poi tornare a risalire; ciò stà a significare che verso il centro dello schermo il pennello elettronico ritorna per qualche millimetro indietro e poi riprende ad avanzare. E' per effetto di questo fenomeno che la linea verticale diviene più luminosa dello sfondo.

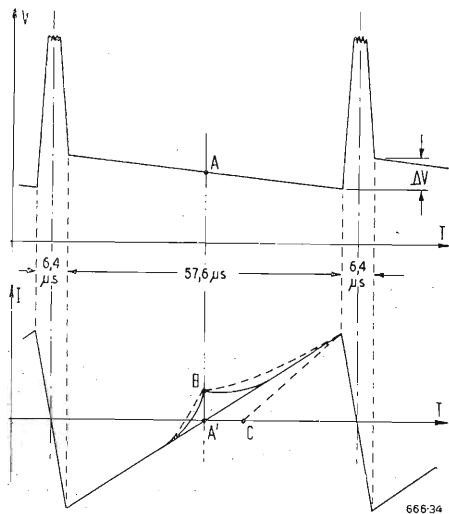



Fig. 25 - Andamento della tensione e della corrente nel tubo finale orizzontale.

Come si vede è quindi possibile con un riferimento preciso comandare il tempo di funzionamento della 6AV5 regolando nel telaietto precedente l'ampiezza del segnale a denti di sega. Basta regolare l'ampiezza diminuendola fino a tanto che la riga luminosa verticale non è più avvertibile sullo sfondo del tubo.

Se nel corso della regolazione il segnale di pilotaggio viene eccessivamente ridotto come ampiezza, si avrà invece di una zona d'ombra una riga verticale più scura sullo sfondo dovuta al fatto che per un breve intervallo di tempo viene a mancare (come indicato in fig. 25 in *C*) la corrente che comanda lo spostamento di riga. Se si riduce ncora l'eccitazione, si ottiene una notevole riduzione della tensione fino che ad un certo punto la scansione cessa del tutto.

Per la regolazione della eccitazione si agisce di solito nel telaietto dei sincronismi variando la capacità di carica ai capi della quale si genera il dente di sega. Non si tratta comunque del metodo migliore perchè in questo modo si viene a variare la forma d'onda; essa ha d'altra parte una grande importanza perchè decide, come abbiamo visto, dei tempi di funzionamento del pentodo 6AU5.

Per la messa a punto dello stadio finale di riga sono necessari altri due comandi: di ampiezza e di linearità.

Il primo viene realizzato molto semplicemente: « caricando » il circuito magnetico con una induttanza regolabile tramite un nucleo magnetico regolabile per mezzo di un gambo filettato.

Estraendo il nucleo si riduce il fattore di merito del circuito e per conseguenza si aumentano le perdite nel circuito dell'autotrasformatore che vede così diminuire la propria resistenza dinamica.

$$R_d = \omega LQ$$

che come si vede dipende dal fattore di merito *Q* e cioè tanto più ridotta quanto più elevate sono le perdite.

A pari corrente di placca erogata dalla valvola 6AV5, se si riduce la R_d, si ridurrà pure la tensione ai capi dell'autotrasformatore e per conseguenza l'eccitazione delle bobine di deflessione e la larghezza dell'esplorazione da parte del fascio elettronico.

L'avvolgimento della piccola induttanza che permette così la regolazione dell'ampiezza si scalda notevolmente fino al punto che la vernice isolante che la ricopre deve essere di tipo speciale per reggere la temperatura. Mediamente la regolazione di larghezza che così si ottiene è dell'ordine del $\pm$ 10%.

Molto più complesso è il circuito di linearità.

Una spiegazione rigorosa ci porterebbe molto lontano. Ci limitiamo a far presente, molto alla buona, che si tratta di un circuito risonante sui 15.000 periodi che con la tensione che si localizza ai capi viene a spostare il punto di lavoro della valvola 6AV5 lungo le curve caratteristiche variando così la linearità della risposta.

La 6AV5 lavora infatti nel tratto curvilineo della propria caratteristica di pentodo e ciò per il motivo che essa lavora con soli 50÷70 V di placca dato che i restanti 430÷450 V si localizzano ai capi dell'autotrasformatore.

Regolando la sintonia del circuito di linearità si regola la fase con la quale la tensione che si localizza ai capi può sommarsi con quella di placca per dar luogo al punto di lavoro.

Abbiamo così esaminato brevemente il funzionamento dell'amplificatore finale quale generatore di impulsi di scansione di riga. Esso però assolve anche altre due importanti funzioni. Alimenta i due telaietti di sincronismo e il cinescopio.

La prima alimentazione a 500 V avviene a spese dell'energia che viene immagazzinata dalla 6W4 nel condenzatore da 8 μF. Per evitare che i circuiti abbiano influenza sull'andamento della scansione di riga è previsto un disaccoppiamento con una resistenza di 1000 ohm in serie al circuito di alimentazione c.c.

In questo modo si ottiene un certo risparmio nell'alimentazione del televisore in quanto si ricava una tensione di 500 V dai 300 V della normale alimentazione senza dover provvedere al tubo raddrizzatore ai circuiti di filtro etc. Questo circuito provvede anche ad alimentare il cinescopio.

L'impulso di fly-back cioè di ritorno volante generato dall'amplificatore finale orizzontale dà luogo ad una sovratensione che, ai capi dell'avvolgimento (placca, massa) dell'autotrasformatore, raggiunge fino ai 5000 V di punta.

Si sfrutta appunto questo guizzo di tensione per generare con un altro piccolo avvolgimento convenientemente isolato una tensione ben più elevata fino ai 15000 e più volt.

Si tratta di circa 1500 spire (contro le 6÷700 dell'autotrasformatore di placca) avvolte in modo da risuonare su di una frequenza di circa 45.000-50.000 periodi. Questo transitorio non ha alcun effetto sull'immagine riprodotta sul tubo perchè un impulso di cancellazione provvede, come abbiamo visto, a bloccare l'illuminazione del tubo durante il ritorno di riga.

Come indica lo schema di fig. 23 alla estremità di questo avvolgimento di altissima tensione (di solito indicata come A.A.T.) è collegato un diodo appositamente previsto per questo scopo.

Si tratta infatti di un tubo di elevatissimo vuoto interno, con ridotto assorbimento di potenza di filamento e previsto per pochi milliampere di corrente anodica.

Il basso consumo di filamento è indispensabile per realizzare la disposizione indicata in fig. 23 con la quale l'accensione è realizzata alimentando il filamento con la potenza stessa a 15.000 Hz generata dall'amplificatore finale. Una spira ottimamente isolata in politene provvede ad alimentare così il tubo che viene fissato con uno zoccolo ad una bassetta isolante, collegata meccanicamente al nucleo in ferroxube dell'autotrasformatore di uscita (vedi fig. 24).

Questa soluzione se introduce un poco di carico per l'amplificatore finale di riga risolve però tutti i problemi relativi all'isolamento dell'avvolgimento di filamento del diodo. Si tratta di ben 15.000 V e più di tensione continua; anche se swattata, cioè prevista per l'erogazione di una debole corrente, questa tensione può dar luogo a seri inconvenienti.

Le elevate armoniche, conseguenza della forma d'onda del transitorio, unitamente all'elevata tensione generata possono

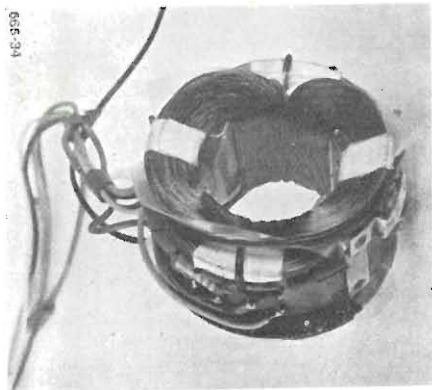



Fig. 26 - Giogo di deflessione per cinescopio grandangolare.

d'altra parte dar luogo ad irradiazione di disturbi presso le radio o i televisori vicini. E' per questo motivo che la costruzione viene realizzata con una certa compattezza in modo che risulta più facile richiuderla con uno schermo metallico traforato per permettere la dissiazione del calore generato dal tubo.

12. - LE BOBINE DI DEFLESSIONE.

Altrettanto importanti come costruzione e forse più delicate come realizzazione dell'amplificazione finale di riga sono le bobine di deflessione, quelle bobine cioè, che disposte attorno alla parte iniziale più stretta del tubo, provvedono a generare un campo magnetico opportunamente orientato in modo da spostare secondo la scansione il pennello elettronico.

Le bobine (vedi fig. 26-27) debbono venire realizzate con la massima cura per ciò che riguarda l'ortogonalità degli assi geometrici e la sagomatura particolare dell'avvolgimento che deve assumere un andamento di sezione cosinusoidale. Solo in questo modo si può evitare il così detto effetto fazzoletto per il quale la riga non viene percorsa in eguale modo con uguale lunghezza ma risulta più lunga ai bordi del tubo e più corta al centro. Lo stesso fenomeno capita nella scansione verticale motivo per cui in queste condizioni lo schermo luminoso assume la forma di un fazzoletto teso per i 4 angoli. Le bobine sono di solito allogate in cave di materiale ottimamente isolante (dato che devono reggere a notevoli tensioni) e circondate da un nucleo di materiale di alta permeabilità magnetica (ferroxube).

Dato che le due bobine non sono identiche si ha di solito una distorsione nell'andamento della linea che viene corretto con l'aiuto di due anelli di smorzamento in rame montati sui gioghi delle bobine. Si elimina così del tutto l'inconveniente.

Come risulta dallo schema di fig. 23 ai capi di una delle bobine di deflessione è disposto un circuito di correzione composto di un condensatore in serie con una resistenza.

Si tratta di un circuito che pone nelle stesse condizioni della bobina collegata verso massa, la bobina collegata al polo caldo dell'autotrasformatore.

La prima infatti ha una certa capacità distribuita di avvolgimento verso massa e la seconda va posta nelle stesse condizioni con una capacità semifissa che va regolata in sede di messa a punto. La resistenza introduce invece una egualizzazione per ciò che riguarda le perdite. Come si vede si tratta di una costruzione delicata e di una messa a punto altrettanto delicata il che non deve stupire se si pensa che la frequenza di lavoro è di circa 15.000 periodi.

La bobina verticale inferiore (nello schema di fig. 23) è collegata a massa tramite un condensatore da 0,1 μF.

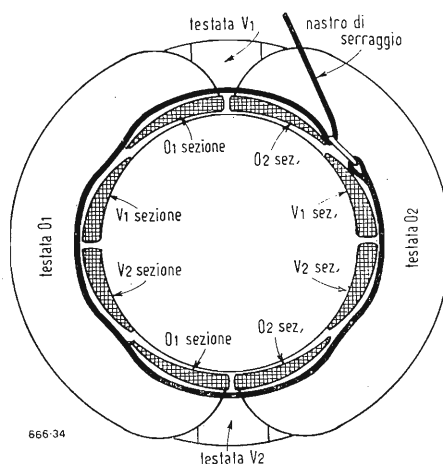



Fig. 27 - Sezione trasversale di un giogo di deflessione di costruzione inglese. Con O_1 e O_2 si sono indicate le bobine orizzontali e con V_1 e V_2 le bobine verticali.

Questo condensatore ha uno scopo particolare.

Il tubo a raggi catodici che compone il cinescopio, per l'elevato grado di vuoto che esso permette all'interno, viene a sopportare una pressione spaventosa (di tonnellate) da parte dell'atmosfera e per conseguenza deve venir costruito secondo criteri particolari. Uno di questi consiglia appunto una certa curvatura della spessa piastra di vetro che compone lo schermo.

Questa curvatura è però superiore a quella che richiede il raggio del pennello elettronico nel suo percorso lungo ogni riga. Per conseguenza si ha un certo addensamento della figura al centro dello schermo.

Si rimedia appunto con l'inserzione del condensatore da 0,1 μF che introducendo una componente parabolica corregge la distribuzione della visione lungo lo schermo.

Diamo qui a titolo informativo le caratteristiche di lavoro e le condizioni di prova delle bobine di deflessione costruite da una nota ditta milanese.

12.1 - Dati elettrici

Bobina di deflessione orizzontale

Induttanza a 1000 Hz	13,5 mH
Resistenza c.c.	11 Ω
Corrente a dente di sega (punta a punta) 15625Hz	780mA
Tensione max di cresta (8 μsec di durata)	2300 V

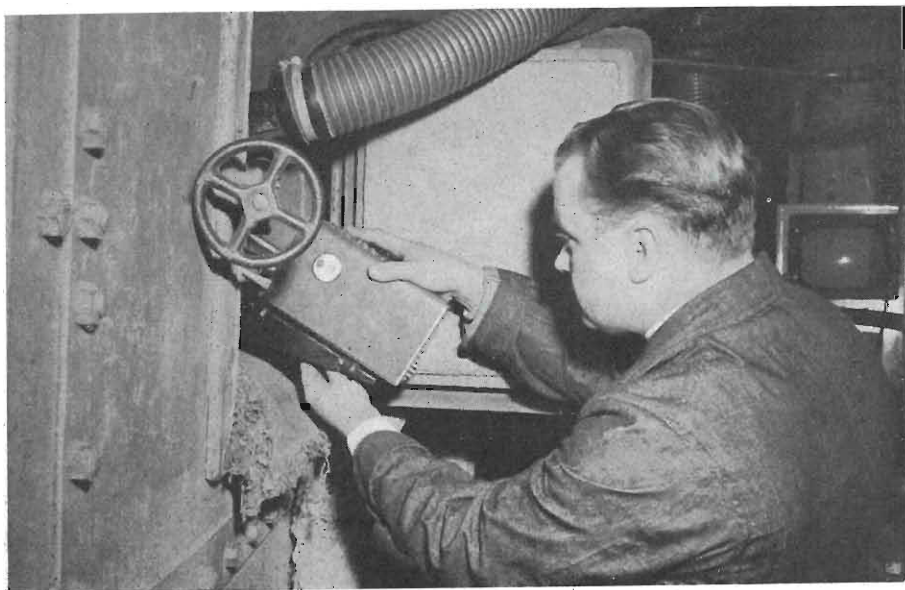
Bobina di deflessione verticale

Induttanza a 1000 Hz	36,0 mH
Resistenza c.c.	35 Ω
Corrente a dente di sega (punta a punta) 50 Hz	500 mA
Tensione max di cresta (durata max 160 μsec)	1000 V

12.2 - Condizioni di prova

Tensione applicata (50 Hz) tra gli avvolgimenti e la carcassa 3,5 kV.

Tensione aplicata tra gli avvolgimenti 3,5 kV.

(continua)

Una ennesima applicazione della TV industriale. L'operatore introduce una telecamera Marconi tipo BD835, nella bocca di una fornace per la visione a distanza della combustione dei gas.

Rivoluzionata dal «ragioniere elettronico» la contabilità bancaria

La Banca d'America ha posto in funzione presso la sua filiale di Hester, nella California, una macchina elettronica contabile in grado di tenere aggiornati 50 mila estratti conti bancari al giorno. Questa prima macchina, cui seguiranno altre 36 macchine che verranno installate nelle diverse filiali della Banca d'America, è stata realizzata dall'Istituto Ricerche Stanford di Merlo Park (California). Gran parte del suo rilevante peso (25 tonnellate) è costituito da oltre 300 mila metri di cavi e condutture elettriche e da circa 17 mila valvole elettroniche, che ne costituiscono rispettivamente il «sistema nervoso» ed il «cervello».

La nuova macchina, denominata «Erma» (dalle iniziali della frase Electron Recording Machine - Accounting, ossia registratore elettronico per contabilità), permette di risparmiare l'80 % del tempo normalmente richiesto per registrare le variazioni contabili sugli estratti conti dei clienti. Al suo funzionamento provvedono 9 operatori, cinque dei quali mediante apposite tastiere introducono le cifre relative all'importo di un assegno o ricevuta di versamento e quattro sono addetti alla supervisione dell'impianto e ad altri settori.

La chiave di tutto il funzionamento dell'«Erma» è nello speciale inchiostro magnetico adoperato per la stampa del numero di serie che figura sull'assegno. Ogni numero è di otto cifre; le prime tre rappresentano il contrassegno delle diverse filiali della banca e le ultime cinque il numero distintivo del cliente.

L'operazione si svolge nel seguente ordine: Supponiamo che il signor X emetta un assegno a Los Angeles a copertura dell'importo per merce fornita da un negozio. Il suo assegno, insieme agli altri provenienti da altre filiali, allorchè perviene ad Hester, dove è aperto il conto corrente intestato al signor X, viene consegnato ad uno degli operatori addetti alle tastiere della macchina elettronica. Dalle ultime cinque cifre, l'«Erma» è già in grado di conoscere il nome del cliente, ma non è però in condizione di sapere l'importo dell'assegno, in quanto il cliente lo ha scritto a mano con inchiostro comune. Non appena l'operatore ha riportato sulla tastiera l'importo dell'assegno e spinto il tasto corrispondente al «debito», la macchina effettua tutte le operazioni da sola. Detrae cioè l'importo dell'assegno dal conto su uno speciale tamburo che ruota ad una velocità costante di 33 giri/sec. con un sistema di registrazione magnetico e, nel caso non vi sia sufficiente copertura, fa accendere una luce per darne comunicazione agli operatori.

Ogni tamburo, che ha un rivestimento in materia plastica contenente milioni di minutissime particelle di ossido di ferro, può registrare sino a 300 mila numeri. *(u.s.)*

In onore di Enrico Fermi sorgerà a Chicago un grandioso edificio

La Chicago Junior Association of Commerce and Industry ha bandito recentemente un concorso a premi per il progetto di un edificio da erigere a Chicago alla memoria del fisico italiano Enrico Fermi, cui spetta il merito di aver provocato, nel dicembre del 1942, in una palestra della locale Università, la prima reazione nucleare controllata.

Il monumento, costituito da un complesso architettonico che sorgerà in una zona di sviluppo urbanistico a nord di Chicago, conterrà un modello di scala di un reattore nucleare, un teatro ed una mostra atomica. Secondo gli organizzatori dell'iniziativa, anche una statua del grande scomparso e i suoi scritti troveranno posto nell'edificio, che dovrà soprattutto servire a perpetuare il ricordo e ad illustrare ai posteri la storia ed il significato della scoperta di Enrico Fermi.

Il gruppo promotore, oltre a questa iniziativa, che è stata entusiasticamente commentata dal sindaco di Chicago e dai dirigenti dell'Univertità di Chicago, intende presentare la candidatura della città, che ha praticamente assistito all'inizio dell'era atomica, quale sede della Conferenza per le applicazioni pacifiche dell'Energia atomica che dovrebbero tenersi nel 1957, sotto l'egida delle Nazioni Unite. *(u.s.)*

Tre bombe al cobalto americane destinate a cliniche italiane

È stata scaricata a Napoli il 17 febbraio dal transatlantico italiano «Conte Biancamano» l'ultima delle tre bombe al cobalto costruite negli Stati Uniti e destinate ad altrettante cliniche italiane. I due precedenti apparecchi terapeutici erano stati sbarcati durante la sosta a Genova del transatlantico ed avviati direttamente a Torino e Milano, mentre il terzo da Napoli è stato spedito per mezzo di un autocarro speciale ad una clinica di Roma.

Le tre bombe al cobalto, cui se ne aggiungerà tra breve una quarta attualmente in allestimento negli Stati Uniti e destinata ad una clinica di Genova per la cura del cancro, sono le più potenti attualmente in funzione in Europa. La quantità di radiocobalto che è contenuta in ciascuna di esse è in grado di provocare emissioni di raggi gamma di intensità eguale a quella di 1500 grammi di radium puro.

Una spessa e pesantissima schermatura è disposta intorno alla fonte artificiale di radiazioni, costituita dalla massa di cobalto 60 o isotopo radioattivo del cobalto per consentire l'impiego della bomba senza danni di sorta per il personale che vi è addetto.

Il cobalto radioattivo costituisce una fonte di radiazioni gamma per il trattamento terapeutico di tumori profondi non raggiungibili con apparati a raggi X, quali alcuni tumori cerebrali, il cancro polmonare e i neoplasmi profondi. *(u.s.)*

Nuovi reattori in funzione ad Harwell

L'Ente Atomico Britannico ha annunziato che due nuovi reattori per ricerche (o pile atomiche) stanno funzionando ad Harwell. Essi sono *ZEUS*, nome derivato dalle iniziali di Zero Energy Uranium System, e *ZETR* (Zero Energy Thermal Reactor) e fanno parte del programma britannico per lo studio dei differenti tipi di reattori.

ZEUS è stato costruito per controllare i calcoli nucleari dai quali dipende il progetto del reattore veloce che viene costruito a Dounreay, nel nord della Scozia, e per molti elementi essenziali esso è un modello in scala del reattore di Dounreay.

Una squadra del gruppo industriale dell'U. K.A.E.A. e gli scienziati di Harwell lavoranti sullo *ZEUS* si sono uniti e stanno acquistando esperienza sul funzionamento di un reattore veloce.

La costruzione dello *ZEUS* venne annunciata per la prima volta durante la Conferenza Internazionale sugli Impieghi Pacifici dell'Energia Atomica a Ginevra nell'agosto scorso. La parte interna cilindrica del reattore, che ha un diametro e una lunghezza di circa 50 cm, è costituita da uranio; questo uranio è molto arricchito con l'isotopo di Uranio 235. Così nello *ZEUS* l'uranio viene impiegato come combustibile, mentre in *ZEPHYR*, il primo reattore veloce di Harwell, il combustibile impiegato è il plutonio. La parte centrale di *ZEUS* è circondata da molte tonnellate di uranio nel quale il plutonio viene a formarsi gradualmente man mano che la pila funziona. Venne trovato che l'ammontare di Uranio 235 necessario per permettere l'inizio della reazione nucleare era molto vicino al valore previsto. L'arricchimento dell'uranio è stato effettuato presso la fabbrica dell'Ente Atomico Britannico di Capenhurst, presso Chester.

Il reattore verrà fatto funzionare a un livello di energia molto basso, solo 100 watt, in modo che non sia necessario alcun raffreddamento, sebbene il ritmo della reazione nucleare sia perfettamente adeguato per compiere tutte le necessarie misurazioni nucleari.

ZETR usa un combustibile nucleare in soluzione ed è destinato a fornire informazioni circa le qualità di combustibile che saranno necessarie per reattori su larga scala usanti le soluzioni suddette. Il plutonio è stato già studiato in questo reattore; l'Uranio 235 viene studiato attualmente e l'Uranio 233 verrà studiato verso la fine di quest'anno. Acqua naturale è usata ora come solvente, ma in estate sarà usata acqua pesante.

Altri reattori funzionanti ad Harwell sono *GLEEP* (Graphite Low Energy Experimental Pile) e *BEPO* (British Experimental Pile) nei quali il combustibile è costituito da bacchette di uranio naturale in grafite; *ZEPHYR* (Zero Energy Fast Reactor) con plutonio come combustibile, nel quale è stato dimostrato che due atomi di materiale fissile possono essere creati per ciascun atomo bruciato; e *DIMPLE* (Deuterium Moderated Pile Low Energy) nel quale il combustibile è in acqua pesante. In aggiunta, vi sono altri tre reattori in costruzione. Questi sono *DIDO* e *PLUTO*, entrambi potenti strumenti di ricerca nei quali il combustibile è contenuto in acqua pesante, e *LIDO* un tipo di reattore a piscina nel quale gli elementi del combustibile sono in una vasca di acqua comune. *(u.b.)*

I radiotelefoni sono entrati in uso anche nei centri ferroviari di smistamento. Ecco un centralino dal quale vengono spostate, secondo le necessità, le locomotive di uno scalo merci inglese.

Misure di Piccole Potenze a Radiofrequenza Mediante Bolometro *

1. - SOMMARIO.

Si descrive la misura di piccole potenze ad alta frequenza per mezzo del bolometro. Il metodo di sostituzione, che conduce ai risultati più precisi, viene esteso alle potenze molto piccole mediante la misura indiretta della corrente, usando un compensatore di precisione. Viene illustrato un circuito di trasformazione a basse perdite, di uso e di costruzione semplice e ne vien mostrato il calcolo grafico. In fine vengono esposti il circuito di misura usato ed i risultati ottenuti.

2. - PRINCIPIO DI MISURA.

Il bolometro è una resistenza il cui valore è funzione della corrente che l'attraversa. Esso può essere del tipo costruttivo a filo (varistori, coefficiente di temperatura positivo) oppure a semiconduttore (termistori, coefficiente di temperatura negativo). Il circuito di misura è costituito da un ponte di Wheatston in corrente continua (fig. 1), avente l'unico ramo percorso dalla alta frequenza formato da un bolometro. Le altre resistenze del ponte sono resistenze di precisione con tolleranza di $\pm$ 0,1%. La resistenza di lavoro del bolometro, che deve trovarsi nel punto a massima pendenza della caratteristica $R_b = f(I)$ e che nei bolometri a filo usati si aggira intorno ai 20 Ω, viene regolata a mezzo di una corrente continua di base. Senza carico in alta frequenza il ponte è bilanciato quando $R_b = R_N$. In ciascun ramo del ponte circola allora la corrente $I_1/2$ e la potenza che il bolometro assorbe vale:

$$N_1 = I_1^2 R_N/4 \qquad [W]$$

Se si carica ora il bolometro anche con l'alta frequenza, la resistenza del bolometro varia ed il ponte non risulta più azzerato. Se si varia la corrente continua di base fino ad azzerare di nuovo il ponte, la potenza in corrente continua dissipata in presenza dell'alta frequenza vale:

$$N_2 = I_2^2 R_N/4 \qquad [W]$$

La differenza fra le due potenze in corrente continua rappresenta però la potenza di alta frequenza addotta, che si ottiene quindi dall'espressione:

$$N_{RF} = N_1 - N_2 = \frac{R_N}{4}(I_1^2 - I_2^2) \quad [W]$$

(*) Condensato da: POHLE, R., Messung Kleiner Leistungen bei Hochfrequenzen mit den Bolometerbrücke, *Nachrichtentechnik*, Settembre 1955, pag. 407, 409.

Il metodo di sostituzione fornisce risultati precisi fin quando le due correnti I_1 e I_2 si possono misurare con esattezza. Con potenze molto piccole tuttavia ciò non è possibile direttamente. Onde poter usare anche in questo caso questo metodo che è attuabile con precisione e con facilità, si sostituisce la misura diretta delle correnti I_1 e I_2 con la misura delle tensioni I_1R_h e I_2R_h ai capi di una resistenza campione R_h col metodo potenziometrico. La resistenza R_h deve essere scelta in modo che le tensioni E_1 ed E_2 da misurare cadano nella parte superiore del campo di misura del circuito potenziometrico. Così facendo la sensibilità della misura è la

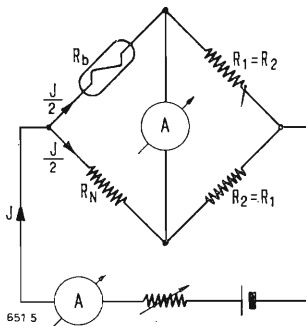



Fig. 1 - Circuito a ponte con resistenza bolometrica.

massima possibile. La fig. 2 mostra un tale circuito. La potenza in RF vale ora:

$$N_{RF} = N_1 - N_2 = \frac{R_N}{4\,R_h^2}(E_1^2 - E_2^2) \ [W]$$

3. - CIRCUITO DI ADATTAMENTO.

Le impedenze d'ingresso dei bolometri in generale si scostano dalle impedenze caratteristiche dei cavi. Per i bolometri a filo l'impedenza, oltre ad essere inferiore a quella dei cavi, possiede una grande componente induttiva. Onde ridurre gli errori di misura derivanti da disadattamento dell'impedenza d'ingresso dei bolometri, occorre adattare questa all'impedenza di uscita del generatore, ricorrendo a circuiti di adattamento privi di perdite. Un buon circuito di adattamento che trasforma l'impedenza complessa Z_b del bolometro in una pura resistenza, per es. $R_b = 70\ \Omega$, è quello mostrato in fig. 3.

Reattanze variabili, utilizzabili alle frequenze molto elevate, si ottengono

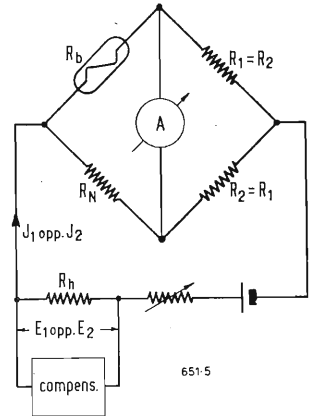



Fig. 2 - Ponte bolometrico con circuito compensatore.

facilmente con linee cortocircuitate ad un estremo e con cortocircuito variabile. Mediante la semplice variazione del punto di cortocircuito fra $l = 0$ ed $l = \lambda/2$ si possono ottenere tutte le reattanze fra 0 e $\pm\infty$, cioè sia induttive che capacitive. Dalla teoria delle linee si ricava la suscettanza d'entrata B di una linea in cortocircuito; si ha:

$$\mathrm{B} = -j\,\frac{1}{Z_o}\,\mathrm{cotg}\,\frac{2\pi l}{\lambda} \qquad [S]$$

Un calcolo del circuito di adattamento è facilmente possibile per via grafica

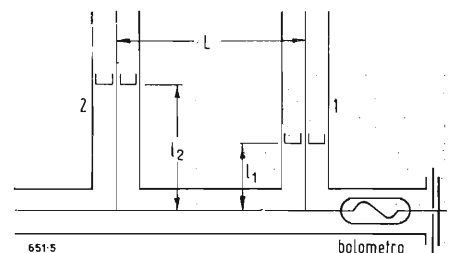



Fig. 3 - Principio del circuito di adattamento con doppia linea di corto circuito.

usando il diagramma circolare delle ammettenze. Si utilizza il diagramma delle ammettenze poichè il quadripolo di adattamento adottato si comporta come un circuito parallelo. A tale scopo deve essere nota l'impedenza d'ingresso Z_b del bolometro, nel piano della prima linea di cortocircuito. Questa impedenza vien misurata con la linea fessurata e la si introduce normalizzata, cioè $Y^* = YZ_o$, come ammettenza:

$$Y_b^* = 1/Z_b^* = G_b^* + j\,B_b^*$$

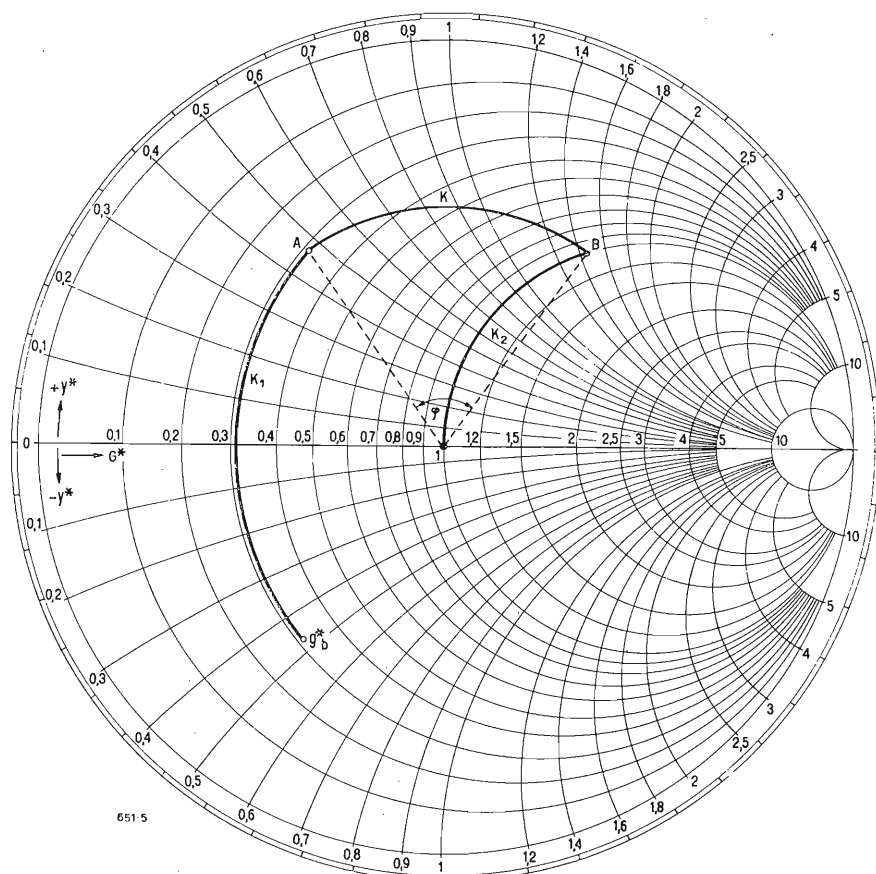



Fig. 4 - Diagramma circolare delle ammettenze e calcolo delle condizioni di adattamento fra bolometro e linea.

nel diagramma circolare di fig. 4, ove è rappresentata dal punto g_b*. La linea, in cortocircuito 1 ha la suscettanza B_1* e sposta g_b* verso A sul cerchio K_1 di ammettenza costante. Il tratto intermedio di linea fa spostare g_b* verso B sul cerchio K, con centro nel punto 1. Infine la seconda linea cortocircuitata avente suscettanza B_2* provoca lo spostamento sul cerchio K_2 verso il punto 1. Per il calcolo quantitativo devono essere noti i punti A e B. Di essi si sa solo che A si trova sul cerchio K_1 e B sul cerchio K_2, che ambedue si trovano sullo stesso cerchio di potenza K e che l'angolo φ sul cerchio di potenza dipende dalla lunghezza del tratto intermedio di linea e dalla lunghezza d'onda. Si disegna perciò l'angolo φ su un foglio di carta trasparente e lo si adagia sul diagramma circolare, facendo coincidere il vertice con il centro del diagramma delle ammettenze (punto 1). L'angolo viene ora ruotato fin quando i suoi lati intersecano i due cerchi K_1 e K_2 in due punti equidistanti dal punto 1. I due punti così trovati sono i punti A e B cercati . L'angolo φ si ottiene dalla relazione:

$$\varphi = \frac{4\,\pi L}{\lambda}$$

4. - ESEMPIO NUMERICO (riportato sul diagramma circolare delle ammettenze).

Impedenza d'ingresso nel piano della linea di cortocircuito 1:

$$Z_b = 66 + j\,100 \qquad [\Omega]$$

Lunghezza d'onda: $\lambda = 100$ [cm].

Lunghezza del tratto di linea intermedio $L = 10$ [cm].

Impedenza caratteristica delle linee di cortocircuito e del tratto intermedio: $Z_o = 70$ [Ω].

L'impedenza del bolometro deve essere trasformata in una impedenza reale di 70 [Ω].

5. - RISOLUZIONE.

Ammettenza del bolometro:

$$Y_b = \frac{1}{Z_b} = G_b - jB_b = \frac{1}{66 + j\,100} = 0{,}0046 - j\,0{,}007 \qquad [S]$$

Ammettenza normalizzata:

$$Y_b^* = Y_b\,Z_0 = (0{,}0046 - j\,0{,}007)\,70 = 0{,}322 - j\,0{,}49$$

Questo valore conduce al punto g_b* del diagramma circolare.

L'angolo φ vale:

$$\varphi = \frac{4\,\pi\,L}{\lambda} = \frac{4\,\pi 10}{100} = 1{,}256 \equiv 72^o$$

Seguendo il procedimento precedentemente citato si ottengono i due punti A e B.

Per il punto A, da un diagramma circolare come quello riportato in fig. 4 ma in scala maggiore, si ottiene il seguente valore della suscettanza normalizzata:

$$B_A^* = 0{,}462$$

che corrisponde ad una suscettanza:

$$B_A = \frac{B_A^*}{Z_0} = \frac{0{,}462}{70} = 0{,}0066 \quad [S]$$

Per trasformare l'ammettenza del bolometro da g_b* verso A la prima linea di cortocircuito deve produrre una rotazione verso destra, essa deve presentare cioè una suscettanza positiva (capacitiva) di valore:

$$B_1 = B_A + B_b = 0{,}0136 \qquad [S]$$

La lunghezza della prima linea di cortocircuito si ricava dalla formula:

$$B_1 = -\frac{1}{Z_o}\,\mathrm{cotg}\,\frac{2\,\pi l_1}{\lambda}$$

cioè

$$l_1 = 37 \qquad [cm]$$

La lunghezza fissa del tratto di linea intermedia fa passare dal punto A al

(il testo segue a pag. 142)

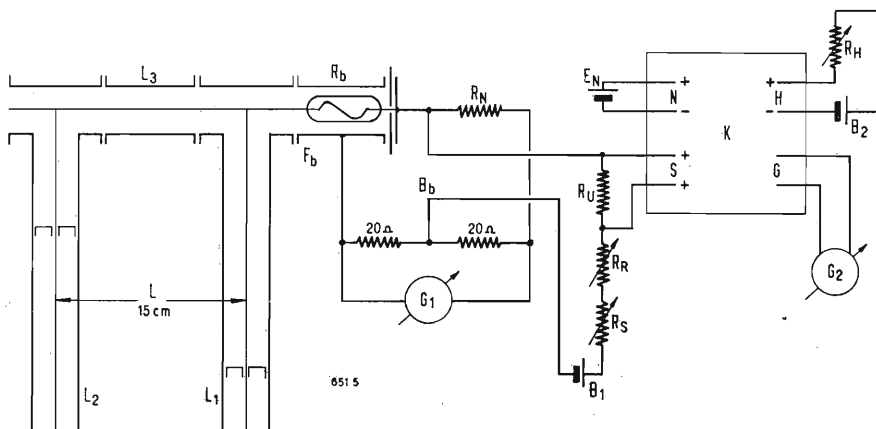



Fig. 5 - Schema di principio per la misura di piccole potenze ad alta frequenza con il ponte bolomerico.

Come Lavora il Rivelatore a Rapporto*

I RICEVITORI per modulazione di frequenza devono soddisfare due condizioni, cioè:

1) Sopprimere qualsiasi modulazione in ampiezza della portante causata da disturbi, interferenze o variazioni del responso della banda passante.

2) Convertire la deviazione di frequenza della portante in una corrispondente variazione di ampiezza direttamente proporzionale alla variazione di frequenza.

Fig. 1 - Circuito tipico del rilevatore a rapporto

Fig. 2 - Discriminatore a rapporto.

Vi sono molti modi per sopprimere la AM: diodi polarizzati; amplificatori saturati; circuiti tosatori

Il migliore di essi è l'amplificatore saturato, ma esso è antieconomico perchè non fornisce alcun guadagno. Il rivelatore a rapporto si comporta invece come un limitatore di ampiezza, un converti tore da FM a AM ed infine introduce un apprezzabile guadagno. Tale rivelatore è una forma modificata del discriminatore di fase avente i diodi che soddisfano alla doppia funzione di rivelatori e di smorzatori variabili. Esso funziona nella stessa maniera del discriminatore di fase per quanto riguarda la conversione del segnale FM in un segnale modulato in ampiezza ed in frequenza. I diodi però sono disposti in modo tale da costituire uno smorzamento variabile per ogni segnale entrante modulato in ampiezza e da ridurre il guadagno complessivo quando il segnale tende ad aumentare e viceversa.

In fig. 1 è rappresentata la forma più comune del rivelatore a rapporto. Come nel discriminatore di fase ciascun diodo preleva la sua tensione da un primario (comune ad ambedue i diodi) e da un mezzo secondario. In questo caso la tensione primaria è derivata da un avvolgimento terziario strettamente accoppiato L_3, con un rapporto in discesa 1 : 0,6. La ragione di ciò è che altrimenti lo smorzamento dei diodi risulterebbe troppo grande sul circuito primario. I diodi non sono connessi l'uno contro l'altro come nel discriminatore di fase, ma sono in serie: cioè con il catodo di uno collegato, tramite un carico (capacità e resistenza), alla placca dell'altro.

Per meglio comprenderne il funzionamento esamineremo prima quello del discriminatore di fase di fig. 2. Il secondario del circuito accoppiato ha una presa centrale e una metà della tensione in serie con il primario è applicata al diodo D_1 mentre l'altra metà, pure in serie con il primario, è applicata al secondo diodo D_2. La tensione primaria è sviluppata tramite il condensatore C e la bobina d'arresto (per la RF) L_0 fra la presa centrale del secondario ed il punto centrale delle resistenze di carico dei diodi. Le uscite dei due diodi sono collegate in opposizione di fase e la curva complessiva tensione/frequenza, simile a quella di fig. 3, è ottenuta quando il primario ed il secondario sono accordati sulla frequenza della portante non modulata. Mediante una scelta esatta dell'accoppiamento e dello smorzamento dei circuiti si può ottenere una conversione lineare entro i limiti YY'. La ragione dell'andamento ad S della curva di fig. 3, si spiega facendo riferimento al diagramma vettoriale di fig. 4.

Il vettore della tensione primaria è V_1 ed i vettori delle due semitensioni secondarie $\pm 1/2\ V_2$ sono montati in opposizione di fase a causa della presa centrale. In risonanza i vettori primari e secondari si trovano ad angolo retto fra di loro, ma per frequenze superiori o inferiori a quella di risonanza vengono ad inclinarsi sul vettore V_1: ad esempio nella figura essi sono indicati con

$$\pm \frac{1}{2} V'_2 \quad \text{e} \quad \pm \frac{1}{2} V''_2$$

In tal modo il luogo dei vettori risultanti sono due cerchi. Supponendo che V_1 rimanga costante si vede che i vettori V_{D1} e V_{D2}, cioè le tensioni applicate ai diodi, hanno un massimo quando i vettori secondari si trovano a 45° circa. Ciò spiega i due punti di massimo Z e Z'.

Si assuma ora il circuito semplificato di fig. 5a e vediamo che cosa accade alla tensione rivelata sulla resistenza di carico R_1 del diodo. Quando la portante non è modulata ed il discriminatore di fase è correttamente allineato, l'ampiezza della tensione a radiofrequenza applicata a D_1 è uguale a quella applicata a D_2 cosicchè la tensione continua su AB è uguale ed opposta a quella su BC dando così una tensione nulla su AC.

Per esempio V_{AB} potrebbe essere di $+ 3$ V e V_{BC} di $- 3$ V. Se la portante varia da f_c a $f_c + f_d$, allora V_{AB} può aumentare a $+ 4$ V e V_{BC} scendere a $- 2$ V dando quindi una variazione totale di 2 V su AC. La portante deviata

Fig. 3 - Curva tensione/frequenza del discriminatore di fase.

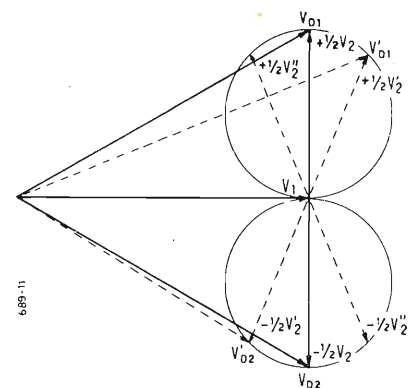



Fig. 4 - Diagramma vettoriale del discriminatore di fase.

(*) STURLEY, K.B., The Ratio Detector How It Works, *Wireless World*, Novembre 1955, 61, 11, pag. 52.

da una frequenza sinusoidale produce allora delle forme d'onda come quelle di fig. 5b. Poichè le tensioni su AB e BC sono di polarità opposta, le variazioni di frequenze audio in questi punti hanno lo stesso segno e si sommano fra di loro per dare:

$$\Delta V_{AB} = \Delta V_{BC}$$

$$\Delta V_{AC} = \Delta V_{AB} + \Delta V_{AC} = 2 \Delta V_{AB}$$

Le tensioni a frequenza audio su AB

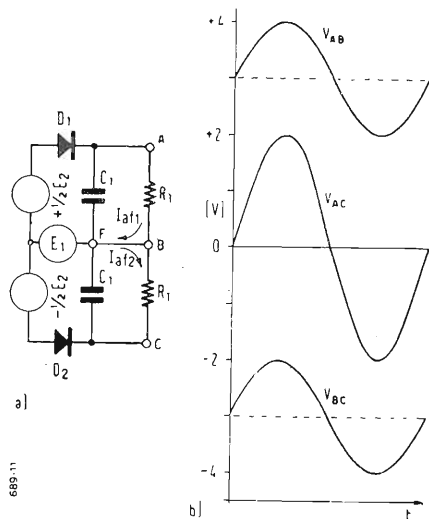



Fig. 5 - a) Circuito semplificato del discriminatore di fase. - b) Tensioni in differenti parti del circuito.

e BC fanno circolare delle correnti I_{af1} e I_{af2} nelle maglie ABF e CBF come è indicato in fig. 5a. Queste due correnti sono eguali ed opposte nel ramo comune e quindi si cancellano. Per le frequenze audio non v'è dunque tensione fra i punti FB e noi potremmo togliere tale collegamento se esso non costituisse la via di ritorno per la continua di ciascun diodo attraverso il generatore primario E_1. La continua non può passare da D_1 a D_2 perchè quest'ultimo non può condurre in senso opposto. Si noti che quando la portante è a frequenza f_c ed il discriminatore correttamente allineato, non vi è alcun segnale all'uscita se la portante è modulata in ampiezza. E' facile infatti vedere che aumentando V_{AB} a $+4$ V e V_{BC} a -4 V si ha per la tensione V_{AB} un valore egualmente nullo. Se invece la portante non è in frequenza f_c od il discriminatore non è correttamente allineato per f_c allora la modulazione in ampiezza non è soppressa. Così se la portante si trova a $f_c + f_d$ e $V_{AB} = +4$ V, $V_{BC} = -2$ V, dando così $V_{AC} = 2$: poichè la modulazione in ampiezza aumenta la portante del 50 % si avrà $V_{AB} = +6$ V e $V_{BC} = -3$ V dando $V_{AC} = 3$ V. In tal modo quando un ricevitore per FM sarà accordato, il fruscio di fondo, che essenzialmente è modulato in ampiezza, sarà minimo.

Questo è anche un metodo che può indicare se l'apparecchio è perfettamente in sintonia.

Ritorniamo ora al rivelatore a rapporto, il cui circuito semplificato è rappresentato in fig. 6a. Il diodo D_2 è stato invertito ed il collegamento FB è stato tolto. La rimozione di questo collegamento non interrompe il circuito per la continua poichè ora D_2 può condurre la corrente proveniente da D_1. L'inversione

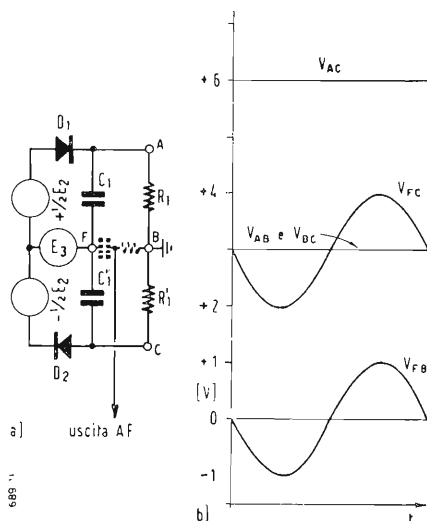



Fig. 6 - a) Circuito semplificato del rivelatore a rapporto. - b) Tensioni in differenti parti del circuito.

di D_2 ha anche l'effetto di far si che la tensione su AB abbia ora la medesima polarità che su BC, cosicchè se è $R_1 = R'_1$ e le tensioni RF applicate ai diodi sono eguali si ha

$$V_{AB} = V_{BC} = 3 \text{ V}$$

$$V_{AC} = V_{AB} + V_{BC} = 2 V_{AB} = 6 \text{ V}.$$

Poichè le due capacità C_1 e C'_1 sono identiche, esse si caricano ciascuna a 3 V e la tensione su FB è nulla.

Immaginiamo ora che la frequenza della portante si porti a $f_c + f_d$. La tensione a RF applicata a C_1 aumenta per produrre una tensione rivelata di 4 V, mentre quella su C'_1 diminuisce a 2 V. La tensione totale fra A e C rimane invariata a 6 V, cioè nessuna tensione a frequenza audio è sviluppata su AC quando la portante è modulata in frequenza. Questo fatto rende possibile l'impiego dei diodi, sia come smorzatori che come rivelatori. Si può connettere fra A e C un condensatore piuttosto grande senza disturbare la rivelazione della portante modulata in frequenza, alterando però la rivelazione della modulazione in ampiezza presente inizialmente sulla portante. Si vedrà in seguito come ciò interessi per avere smorzamento variabile.

Poichè la tensione su AC rimane a 6 V segue che anche la tensione su BC è costante e pari a $+3$ V. Ora la tensione fra F e B è:

$$V_{FB} = V_{FC} - V_{BC} = 2 - 3 = -1 \text{ V}$$

Per converso quando la portante passa a $(f_c - f_d)$ la tensione di F aumenta di $+1$ V sopra B. Così quando f_d varia sinusoidalmente avremo una tensione a frequenza audio su FB e se B è posto a massa si preleverà la tensione da F, tramite una rete RC.

Supponendo che il rivelatore a rapporto sia correttamente allineato e bilanciato si avrà una soppressione della modulazione in ampiezza quando la portante ha frequenza f_c. Ad esempio un aumento dell'ampiezza della portante si traduce in un aumento delle tensioni FC e BC contemporaneamente, cosicchè la loro somma è sempre nulla; in particolare $C_1 R_1 C'_1 B'_1$ costituiscono un ponte bilanciato per f_c. Per qualsiasi altra frequenza la modulazione in ampiezza non è soppressa. Un disallineamento del circuito si traduce in una mancata soppressione della modulazione in ampiezza.

Le forme d'onda per le varie tensioni nel circuito quando la portante è modulata in frequenza sono illustrate in fig. 6b. La differenza più importante fra il rivelatore a rapporto e quello di fase è che la tensione a frequenza audio, V_{FB}, è solamente metà di quella V_{AC}, ottenibile dal discriminatore di fase, cioè vi sono 6 dB di perdita per l'inserzione del rivelatore a rapporto. Questo svantag-

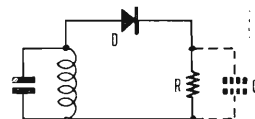



Fig. 7 - Circuito risonante avente in parallelo una resistenza di carico.

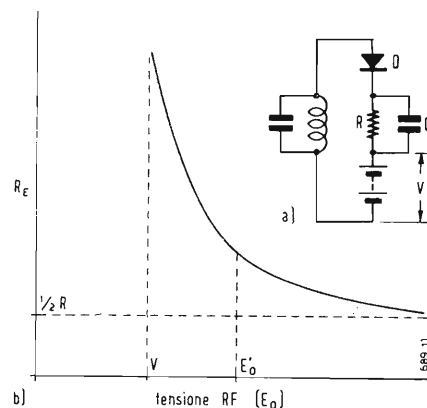



Fig. 8 - a) Circuito risonante avente in parallelo un diodo polarizzato con un circuito RC. b) Resistenza (R_E) riflessa dal diodo rispetto alla tensione RF.

gio può essere compensato perchè la connessione serie dei diodi ed il fatto che non vi sia una tensione alternata fra i punti AC, fa si che i diodi possono essere impiegati come resistenze variabili di smorzamento senza alterare le loro caratteristiche di rivelazione.

Prima di trattare delle modifiche necessarie affinchè i diodi funzionino in tal modo, sarà opportuno spiegare ciò che avviene quando un diodo è in parallelo ad un circuito accordato a RF.

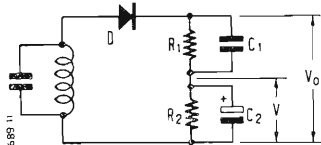



Fig. 9 - Diodo a smorzamento variabile.

In fig. 7 è illustrato un diodo in serie con una resistenza R su di un circuito accordato. Se il diodo è un sistema perfettamente unidirezionale e di resistenza R_d e se non vi è alcuna capacità su R, neppure quelle distribuite, il diodo conduce per ciascuna mezza onda. Durante tale periodo riflette sul circuito accordato una resistenza $R_d + R$ e poichè ciò avviene solamente per mezzo periodo sarà equivalente all'avere per l'intero periodo una resistenza $2\ (R_d + R)$. Quando R ha in parallelo un condensatore C e la costante di tempo RC è maggiore di $1/f_c$, ma minore di $1/f_{a(max)}$, essendo $f_{a(max)}$ la massima frequenza audio, la corrente a RF avrà due caratteristiche:

1) aumenterà parecchie volte in valore;

2) il tempo durante il quale essa è presente sarà apprezzabilmente ridotto.

Tale corrente a RF aumenta perchè la capacità C cortocircuita la resistenza R ed il suo valore è solamente limitato dalla tensione applicata, dalla resistenza del diodo R_d e dalla resistenza interna della sorgente della tensione a RF. Il tempo durante il quale passa la corrente è ridotto perchè il circuito RC agisce come antopolarizzatore del diodo, sicchè esso conduce solamente per tensioni maggiori a tale tensione di autopolarizzazione. L'ampiezza della corrente è aumentata man mano che la durata è ridotta cosicchè l'energia prelevata dal circuito accordato è maggiore. Il risultato è che il diodo presenta una resistenza equivalente R_E di circa $1/2\ R$, al circuito accordato. Con ambedue i tipi di circuito non vi è praticamente variazione della resistenza riflessa dal diodo al variare della tensione a RF. Si assuma ora il circuito di fig. 8a in cui V è una tensione continua che blocca la conduzione stessa del diodo. Quindi solamente quando la tensione a RF supera di molto la tensione V il funzionamento del diodo è indipendente da V e determinato unicamente dal circuito RC: esso quindi riflette una resistenza pari a $1/2\ R$ sul circuito accordato. Per tensioni intermedie la resistenza riflessa è maggiore ed in fig. 8b è rappresentato un diagramma della resistenza in funzione della tensione a RF applicata. Da essa appare che la resistenza diminuisce all'aumentare della tensione e quindi lo smorzamento aumenta. Se il circuito accordato si trova sulla placca di un pentodo e la tensione a RF è di E'_0 volt (fig. 8b) ogni variazione di E_0 produce una variazione di R_E e varia il guadagno del pentodo in senso opposto all'ampiezza del segnale in ingresso. Siano ad esempio le seguenti condizioni:

Impedenza dinamica del circuito accordato: $L/CR = 0{,}5\ \text{M}\Omega$;

Conduttanza mutua della valvola: $g_m = 5\ \text{mA/V}$;

Resistenza equivalente del diodo per:

$E_0 = 9{,}8\ \text{V}$ $R_E = 40\ \text{k}\Omega$
$E_0 = 10\ \text{V}$ $R_E = 20\ \text{k}\Omega$
$E_0 = 10{,}2\ \text{V}$ $R_E = 13\ \text{k}\Omega$

Il carico di placca del pentodo è costituito dall'impedenza dinamica e da R_E in parallelo e poichè il primo è molto grande rispetto al secondo, lo si potrà trascurare; quindi il guadagno sarà dato da $g_m\ R_E$, cioè:

E_0	Guadagno $\left(\frac{E_0}{E_i}\right)$	Tens. ingresso (E_i)
9.8	200	0.046
10	100	0.1
10.2	65	0.154

Da questi valori si vede che per una variazione all'ingresso equivalente ad una modulazione in ampiezza del 50 % si ha una modulazione all'uscita ridotta al 2 %. Ma una ancor maggiore riduzione della modulazione in ampiezza può essere ottenuta mediante variazioni maggiori di R_E.

Se si deve usare un diodo come smorzatore variabile la tensione fissa di polarizzazione può essere facilmente ottenuta dall'alimentazione anodica, ma l'efficienza dello smorzamento viene ad essere confinato ad un campo comparativamente piccolo delle tensioni di uscita nei dintorni di E'_0. Un tale schema non soddisfa alle esigenze di un ricevitore che deve trattare segnali deboli e forti e che non deve avere altra azione di limitazione se non quella offerta dai diodi. La soluzione ideale sarebbe quella di avere una tensione di polarizzazione variabile per adattare la tensione di uscita ai vari casi, cioè la polarizzazione dovrà diminuire quando la tensione di uscita è inferiore a E'_0 ed aumentare quando la tensione di uscita è maggiore. Ciò ci consentirà di operare in quella parte della curva R_E-E_0 che fornisce la migliore soppressione in ampiezza. Ciò può essere ottenuto supponendo che il diodo stesso fornisca la propria polarizzazione usando un circuito con una costante di tempo RC assai maggiore del reciproco della più bassa frequenza modulante in ampiezza, cioè ad esempio circa 0,1 sec, corrispondente ad una frequenza di 10 Hz.

Il circuito è rappresentato in fig. 9. In esso C_1 e R_1 hanno rispettivamente i valori di 300 pF e di 1000 Ω, mentre C_2 e R_2 sono 25 μF (elettrolitico) e 10.000 Ω. La più piccola resistenza di smorzamento sarà $1/2\ R_1$ per ogni variazione della modulazione in ampiezza e verrà ad avere un andamento simile a quello rappresentato in fig. 8b. La tensione di uscita E'_0 deve avere una relazione ben definita rispetto alla tensione di polarizzazione V e deve essere approssimativamente:

$$\frac{V_0}{0{,}9} = \frac{R_1 + R_2}{0{,}9\ R_2}\ V$$

essendo 0,9 un coefficiente che tiene conto di un rendimento di rivelazione del diodo (il rapporto della tensione continua alla tensione di picco applicata) del 90 %. Se R_1 è reso nullo la tensione di uscita in questo caso viene a coincidere quasi con la tensione V e la curva R_E-E_0 cade rapidamente per una resistenza nulla di smorzamento ed il diodo sopprime (o riduce considerevolmente) ogni variazione positiva di ampiezza. Per ogni variazione negativa di ampiezza non vi è smorzamento del diodo perchè la polarizzazione V lo mantiene interdetto. Seely e Arvins chiamano questa condizione pienamente stabilizzata poichè tutta la tensione rivelata è usata per la tensione di polarizzazione V. E' ovviamente indesiderabile lavorare in tali condizioni ed il sistema normale è quello che si ottiene impiegando circa un 80 % della tensione rivelata. Con questo grado di stabilizzazione lo smorzamento variabile ottenuto diminuirà apprezzabilmente la tensione di ingresso modulata in ampiezza sia in senso positivo che negativo. Naturalmente la quantità di soppressione nel senso negativo è determinata dal Q non smorzato del circuito secondario e primario. poichè il massimo guadagno non può superare quello che si ottiene nelle condizioni di smorzamento nullo. Q_1 e Q_2 devono quindi essere di valore più elevato possibile.

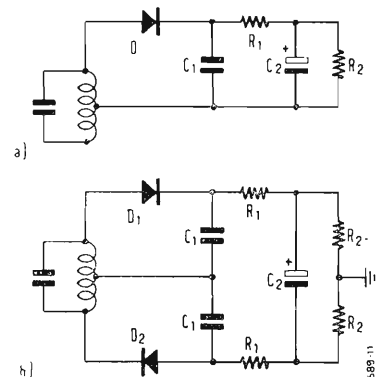



Fig. 10 - a) Diodo a smorzamento variabile su di un circuito a presa centrale e in un circuito bilanciato (b).

Sin qui abbiamo discusso dell'effetto del diodo smorzatore per ogni variazione in ampiezza della portante, ma è anche essenziale il conoscere ciò che avviene quando la portante ha una ampiezza costante poichè ciò determina il guadagno dello stadio per un segnale modulato in frequenza. La resistenza equivalente riflessa sul circuito accordato dal diodo in fig. 9 per una ampiezza costante della portante è determinata non da R_1 solamente, ma dalla somma di $R_1 + R_2$, ed è quasi 1/2 $(R_1 + R_2)$. Ciò è molto importante poichè esso indica che il guadagno dello stadio per un segnale modulato in frequenza, ma di ampiezza costante, può essere ragionevolmente grande e lo smorzamento è efficace solamente sulle variazioni in ampiezza della portante. Si è infatti fatto uso di un basso rapporto fra il carico per la componente alternativa ed il carico per quella continua nel circuito del diodo e più precisamente unicamente il carico per la componente continua interessa l'amplificazione della portante, mentre per la componente alternata il carico smorza ogni variazione in ampiezza della portante.

Avendo spiegato così il principio dello smorzamento variabile del diodo vedremo ora come esso è impiegato nel rivelatore a rapporto, onde fornire una limitazione in ampiezza. Si supponga di avere un circuito accordato e con una presa centrale sul quale desideriamo avere uno smorzamento variabile. Si collegherà allora sulla metà del circuito

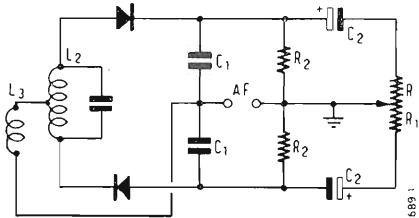



Fig. 11 - Altra connessione del rivelatore a rapporto.

il diodo polarizzato variabilmente come è mostrato in fig. 10a. La capacità C_1 di cortocircuito per la RF è connessa direttamente a massa contrariamente a quanto rappresentato in fig. 9. Ciò non altera il funzionamento del circuito, ma ci si deve unicamente assicurare che, per quanto riguarda la RF, questa non sia influenzata da una possibile induttanza dei reofori di C_2. Poichè il circuito a presa centrale è bilanciato ed è anche preferibile avere un circuito smorzato bilanciato, ciò potrà essere realizzato usando due diodi collegati in serie sull'intiero circuito accordato e con resistenze di carico comuni e con centro a massa, come appare dalla fig. 10b.

Rispetto alla fig. 10b la fig. 1 differisce per il collegamento dal centro della bobina al centro dei condensatori C_1, rimpiazzato dall'avvolgimento terziario. Si è già dimostrato che una portante modulata in frequenza produce un segnale ad AF sulle due capacità C_1 di fig. 10b e che il ramo resistivo $[2(R_1 + R_2)]$ è percorso da una corrente continua e da nessun segnale ad AF. E' quindi possibile connettere una grossa capacità sulle resistenze o su di una parte di esse senza interessare il funzionamento del circuito come rivelatore di segnali modulati in frequenza.

I valori che si consigliano per il circuito di fig. 1 sono:

$$C_1 = 330 \text{ pF} ;$$

$$C_2 = 16 \div 25 \, \mu\text{F (elettrolitici)};$$

$$R_1 = 1000 \, \Omega ;$$

$$R_2 = 6800 \, \Omega .$$

I valori di R_3 e C_3 sono scelti onde ottenere la necessaria « deenfasi » per la frequenza audio (ciò dipende dallo « standard » di trasmissione) e C_4 è il condensatore di accoppiamento il cui valore può essere di 0,01 μF. Con i valori sopra citati l'effettiva resistenza di smorzamento per una portante di ampiezza costante è approssimativamente di 7800 Ω su tutto il secondario e di 1/4 $(R_1 + R_2) = 1950\,\Omega$ sul terziario. La ragione della bassa resistenza di smorzamento sul terziario è che la corrente a RF proveniente da ciascun diodo attraversa la bobina terziaria. Poichè tale avvolgimento ha un rapporto in discesa di circa 0,6 la resistenza riflessa sul primario deve essere $1/(0{,}6)^2$ volte quella sul terziario: cioè sarà circa come quella sul secondario. Ciò spiega perchè un terziario è essenziale allo scopo di ridurre lo smorzamento sul primario ed aumentare così il guadagno totale del segnale modulato in frequenza. Ogni modulazione in ampiezza della portante FM vedrà una resistenza variabile il cui valore minimo è $R_1 = 1000\,\Omega$ sul secondario e di 250 Ω sul terziario.

Molti fattori contribuiscono ad una ottima limitazione in ampiezza e non ultimo il progetto di tutto il circuito accoppiato; il Q non smorzato, particolarmente per il secondario, deve essere il più alto possibile se si desidera avere una effettiva soppressione della modulazione di ampiezza negativa. E' molto importante che il circuito funzioni in condizioni bilanciate per la portante f_c non modulata. Ciò si ottiene regolando una delle resistenze R_1 sino a quando l'uscita a frequenze audio è minima quando una portante f_c modulata in ampiezza è applicata all'ingresso. La resistenza R_2 deve avere tolleranza del $\pm 1\%$. La soppressione in ampiezza è ottenuta tuttavia dal diodo smorzatore quando il circuito non è bilanciato; una tale soppressione è meno efficace quando la deviazione della portante $(f_c + f_d)$ è positiva che quando è negativa e viceversa.

E' possibile ricavare dalla tensione continua sviluppata dal rivelatore a rapporto un sistema di C.A.G. per controllare le valvole di media frequenza. Il punto da cui si deve estrarre tale tensione è indicato in fig. 1. Un altro tipo di discriminatore a rapporto è illustrato in fig. 11: la differenza principale fra esso e quello di fig. 1 è che le resistenze R_1 sono disposte in serie con C_2 che è divisa in due condensatori per mantenere il circuito bilanciato.

Tutto sommato si vede che il successo del discriminatore a rapporto è dovuto al fatto che le resistenze di carico dei diodi non portano audiofrequenza quando la portante è modulata in frequenza. Ciò permette di usare un basso rapporto fra il carico per l'alternata e quello per la continua e con questo mezzo si sopprime ogni variazione in ampiezza della portante.

(dott. ing. Giuseppe Rebora)

* * *

Apparecchio ecosonoro per piccole unità

La Pye Marine Engineers ha reso nota la produzione del primo scandaglio acustico britannico a un prezzo inferiore alle 100 sterline.

Le piccole navi, gli yachts, i motopescherecci o le piccole unità costiere possono ora procurarsi questo importantissimo ausilio alla navigazione e alla sicurezza che fino ad ora era troppo costoso. Tali unità potranno equipaggiarsi con un scandaglio acustico del prezzo di 75 sterline che indica l'esatta profondità fra 1 metro e 810 m.

L'apparecchio può essere facilmente installato nella timoneria o nel corridoio di accesso alla stessa, è robusto e impermeabile ed ha bisogno per funzionare solo di una batteria di 12 V.

Dopo varie prove questo nuovo scandaglio acustico (il « Leadsman ») è ora in produzione nella fabbrica di Lowestoft, e le consegne avranno inizio in aprile. *(u.b.)*

Trasmettitori per raggiungere la luna

La Società Radio Engineering Laboratories Inc. di Long Island ha costruito un impianto trasmittente e ricevente destinato a inviare segnali alla luna e a ricevere l'eco riflesso. L'impianto è stato denominato « Diana », in onore della dea. *(r.tv.)*

L'attività televisiva nella Germania orientale

Da fonte tedesca si apprende che è entrato in funzione il Centro Televisivo di Berlino Est, denominato « Deutsche Fernsehfunk ». I programmi vengono trasmessi dalle 16,30 alle 17,30 e nelle serate dei giorni feriali; la domenica viene inoltre messo in onda un programma religioso per i ragazzi, dalle 11 alla 12, e un programma sportivo pomeridiano. *(r.tv.)*

piccoli annunci

Circuiti Utilizzati nei Moderni Radioricevitori*

1. - MESCOLAZIONE ADDITIVA IN AM.

Questo tipo di mescolazione per ottenere la traslazione di frequenza dei segnali modulati in ampiezza, permette un risparmio nel numero di valvole ed è per questo che i fabbricanti hanno studiato la possibilità di applicarlo praticamente. La fig. 1 rappresenta lo stadio di traslazione di frequenza del ricevitore AM-FM Graetz « Comedia ».

La valvola EC 92 in FM serve come oscillatore e mescolatore secondo uno schema ormai adottato da quasi tutti i costruttori tedeschi. La valvola EF 89 serve in questa gamma come primo stadio amplificatore in media frequenza.

In AM la valvola EC 92 serve solo da oscillatore e la tensione locale da essa ottenuta è applicata fra catodo e massa della EF 89. Il segnale in entrata è invece applicato fra griglia e massa della stessa valvola. E' quindi evidente che si tratta di mescolazione additiva perchè le due tensioni si sommano fra griglia e catodo. In quest'ultimo caso la polarizzazione della EF 89 è aumentata da una resistenza di 1 kΩ sul catodo.

In AM si ricevono solo onde lunghe e medie. Le indicazioni accanto ai contatti del commutatore hanno il seguente significato: M=onde medie, L=onde lunghe, FM=modulazione di frequenza, (A)= gamme diverse da quelle indicate nella posizione opposta del commutatore.

Fig. 1 - Entrata AM - FM del ricevitore Graetz « Comedia ».

2. - FILTRO DI BANDA FI IN MODULAZIONE DI AMPIEZZA CON VARIAZIONE DELLA SELETTIVITÀ.

La fig. 2 rappresenta il filtro di banda fra il convertitore di frequenza AM e lo amplificatore FI del ricevitore Graetz « Melodia ». Si tratta di due trasformatori FI dei quali uno ha anche i circuiti FI per la FM che qui non interessano montati in cascata.

L'accoppiamento fra i due è ottenuto con un condensatore comune di 15.000 pF collegato a massa. I circuiti 2 e 3 sono formati dalle bobine A che hanno la maggior parte di induttanza necessaria all'accordo e che sono accoppiati ai circuiti 1 e 4. In serie sono montate due piccole bobine fortemente accoppiate ai circuiti 1 e 4 ma non a 2 e 3; esse sono collegate ad A attraverso una loro presa centrale e vanno a massa con l'una o l'altra estremità.

L'induttanza totale dei circuiti 2 e 3 non varia al variare dell'estremità che va a massa quindi non si ha alcuna variazione della sintonia. Cambia invece l'accoppiamento, infatti in un caso è quello di 1 o 4 con A e C che si sommano e nell'altro caso di A e B che si sottraggono. L'accoppiamento può essere quindi lasco o stretto.

3. - SILENZIATORE PER LA SINTONIZZAZIONE FM.

Serve a ridurre il rumore del ricevitore nel passaggio fra le varie stazioni. In generale ciò si ottiene applicando dallo esterno, una tensione inversa al condensatore tampone del rivelatore a rapporto in modo che i due diodi siano conduttori ed il potenziale agli elettrodi connessi al discriminatore sia bloccato. Il circuito della fig. 3 utilizzato dalla Philips è basato sullo stesso principio ma ha in più un elemento che si oppone al passaggio di tutte le frequenze elevate.

Il terzo diodo dell'EABC 80 è a questo scopo collegato al punto intermedio di un partitore di tensione che collega il polo positivo del condensatore tampone al ca-

Fig. 2 - Filtro di banda Graetz « Melodia » a due posizioni di selettività.

(*) Condensato da: Schemas-Revue des Montages Utilisés sur les Recepteurs de Radio Nouvelle Série, *La Radio-Revue*, Settembre 1955, 7, 9, pag. 519.

todo, convenientemente disaccoppiato, della valvola d'uscita. D'altra parte un condensatore di 1500 pF collega l'uscita del rivelatore a rapporto a questo diodo.

Oltre all'effetto di blocco dovuto alla applicazione di una tensione leggermente positiva al condensatore tampone ottenuto dall'anodica tramite una resistenza, si ha che per segnali deboli il diodo prima ricordato diviene conduttore e quindi cortocircuita a massa le frequenze elevate disponibili all'uscita attraverso il condensatore di 1500 pF.

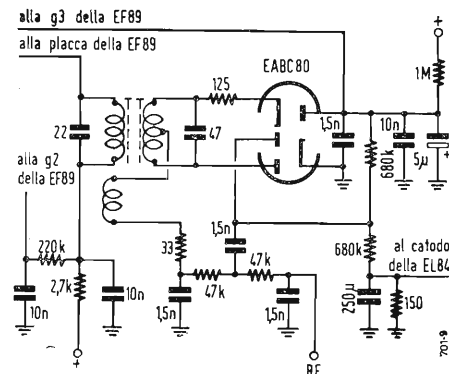



Fig. 3 - Silenziatore di sintonizzazione FM utilizzato in alcuni ricevitori Philips.

Per i segnali aventi una ampiezza utilizzabile l'anodo caricato del rivelatore a rapporto diviene negativo, il diodo è bloccato e l'uscita non è più cortocircuitata.

La Telefunken utilizza un procedimento differente. La tensione in bassa frequenza è applicata ad una cellula passa basso in cui la capacità del condensatore varia automaticamente in funzione della tensione applicata al rivelatore a rapporto. A questo scopo l'indicatore di sintonia EM 80, utilizzato nel modo normale in modulazione di ampiezza, è montato come valvola a reattanza variabile (fig. 4) e sfrutta la capacità necessaria alla disaccentuazione dei segnali. La tensione di comando è derivata dai capi del condensatore tampone, essa è tanto più negativa quanto più è alta l'ampiezza del segnale. La pendenza del tubo è quindi ridotta e l'effetto di moltiplicazione della capicità placca griglia è ricondotto all'unità.

Invece nel caso di segnale debole il potenziale ai capi del condensatore tampone è quasi nullo, la valvola non è più polarizzata, la sua pendenza e la sua amplificazione sono elevate. Aumenta di molto la capacità apparente fra griglia e massa e la tensione di disturbo è fortemente attenuata.

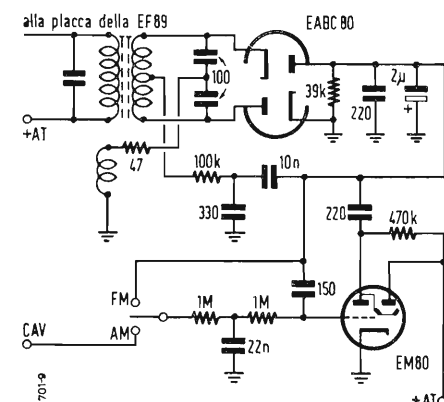



Fig. 4 - Silenziatore di sintonizzazione Telefunken utilizzante l'indicatore di sintonia.

4. - EFFETTO PSEUDOSTEREOFONICO OTTENUTO CON LA RIPRODUZIONE RITARDATA DELLE NOTE BASSE.

Gli elementi del circuito sono dimensionati in modo che la valvola a reattanza non abbia più alcuna influenza appena il segnale ha una ampiezza sufficiente a ottenere una efficace limitazione nell'ultimo stadio FI, che corrisponde ad una tensione di 20-30 μV all'entrata del ricevitore (« Concertino »).

L'effetto pseudostereofonico è ben diverso da quello ottenuto con la tecnica 3D. Esso si accontenta di dare all'ascoltatore il senso della profondità dell'orchestra, ammesso che ciò non sia già ottenuto disponendo di un solo microfono davanti alla orchestra. A questo scopo la Blaupunkt ritarda di qualche millisecondo la riproduzione delle note basse rispetto alle alte per mezzo di una linea di ritardo. La parte AF del ricevitore « Salerno » utilizzante questa tecnica è riportata nella fig.5. La preamplificazione si effettua su canali separati per note alte e basse (ECC 83).

La linea di ritardo per le note basse è montata nel circuito di carico della preamplificazione. La caratteristica di ritardo è lineare. I due canali si riuniscono prima dello stadio finale. La controreazione del trasformatore di uscita sull'entrata del preamplificatore è regolata con un potenziometro accoppiato a quello di regolazione del volume.

Nei ricevitori Philips « Saturn » e « Capella » manca il trasformatore di uscita. A questo scopo si utilizzano due valvole in serie fra l'anodica e la massa. Gli altoparlanti sono collegati fra il catodo del primo tubo e massa attraverso un elettrolitico da 8 μF che blocca la corrente continua. Lo schema del circuito è dato dalla figura 6. Fra il catodo di una valvola e la placca dell'altra è inserita una resistenza, la tensione ai capi di questa è applicata alla seconda valvola. Supponiamo che la griglia di entrata diventi positiva, allora il potenziale di placca tende ad avvicinarsi a quello di massa. La griglia del tubo di uscita diventa più negativa rispetto al catodo in modo che il potenziale di questi due elettrodi tende a differire da quello dell'alta tensione. Nel caso che la griglia di entrata diventi negativa si ripetono gli stessi fenomeni ma in senso opposto. Basta d'altra parte considerare che la valvola d'uscita è un cathode-follower e ricordarsi della controreazione ai capi del carico. La resistenza interna dello stadio

Fig. 6 - Schema di principio dello stadio di uscita potenziometrico.

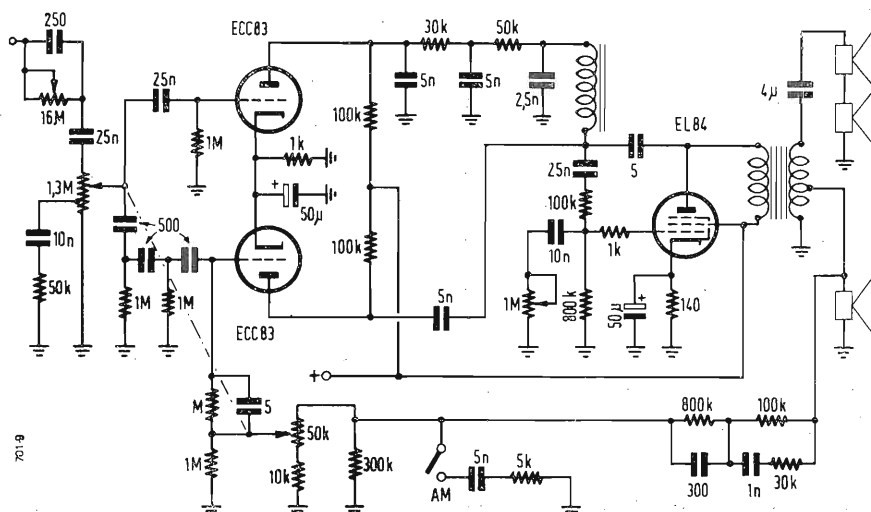



Fig. 5 - Amplificatore bassa frequenza del Blaupunkt « Salerno ».

è molto bassa. Da notare che la corrente fornita dall'anodica tende a rimanere costante: quando la resistenza di una valvola aumenta l'altra diminuisce e viceversa.

5. - STADIO D'USCITA SENZA FERRO.

Contentiamoci per ora di questa molto sommaria spiegazione, il costruttore non ha infatti ancora rese note le particolarità del nuovo circuito, e consideriamo piuttosto tutta la parte di bassa frequenza del ricevitore « Capella » (quella del « Saturn » è praticamente identica).

I segnali in uscita dell'amplificatore di tensione EC 92 sono separati in due canali: note alte e basse. Ciascuno di essi entra in uno stadio « potenziometrico » come quello descritto. Le valvole sono dei pentodi quello di uscita è necessariamente montato a triodo trattandosi di un cathode-follower.

La tensione per lo schermo della EL 84 è leggermente meno positiva di quella della placca e schermo della UL 84 (270 V circa invece che 300 V). I condensatori elettrolitici di accoppiamento sono da 8 μF ed hanno quindi una impedenza bassa rispetto a quella delle bobine anche alle minime frequenze. Un circuito di controreazione collega il carico al catodo della EC 92 attraverso due resistenze separatrici di 10 kΩ.

Il campo di frequenza trasmissibile può quindi variare da 25 Hz a 300 kHz il che sarebbe impossibile con un trasformatore sia pure di alta qualità.

Le bobine degli altoparlanti dinamici sono di costruzione speciale: hanno 700 spire disposte in più strati di filo da 0,05 mm per l'unità da 800 Ω. Non c'è pericolo di scarica fra gli strati perchè la tensione alternata non supera i 50 V.

Lo spessore dell'interferro è 11 mm. La frequenza di risonanza dell'altoparlante per le basse è di 37 Hz il che permette al ricevitore di sfruttare al massimo le sue possibilità.

Del resto la bassa resistenza interna dello stadio d'uscita smorza efficacemente la risonanza che potrebbe aversi a queste basse frequenze. Lo schema utilizzato dal « Saturn » è simile, ma l'inserzione di un regolatore del tono fra il preamplificatore e lo stadio di uscita rende impropria la controreazione.

6. - SEPARAZIONE DELLE NOTE ALTE DALLE BASSE NEL TRASFORMATORE DI USCITA.

Sono ben noti, i vantaggi che si ottengono con una ripartizione dello spettro in più altoparlanti speciali: riduzione del pericolo d'intermodulazione, fedele riproduzione con altoparlanti di caratteristiche limitate se considerati separatamente. I

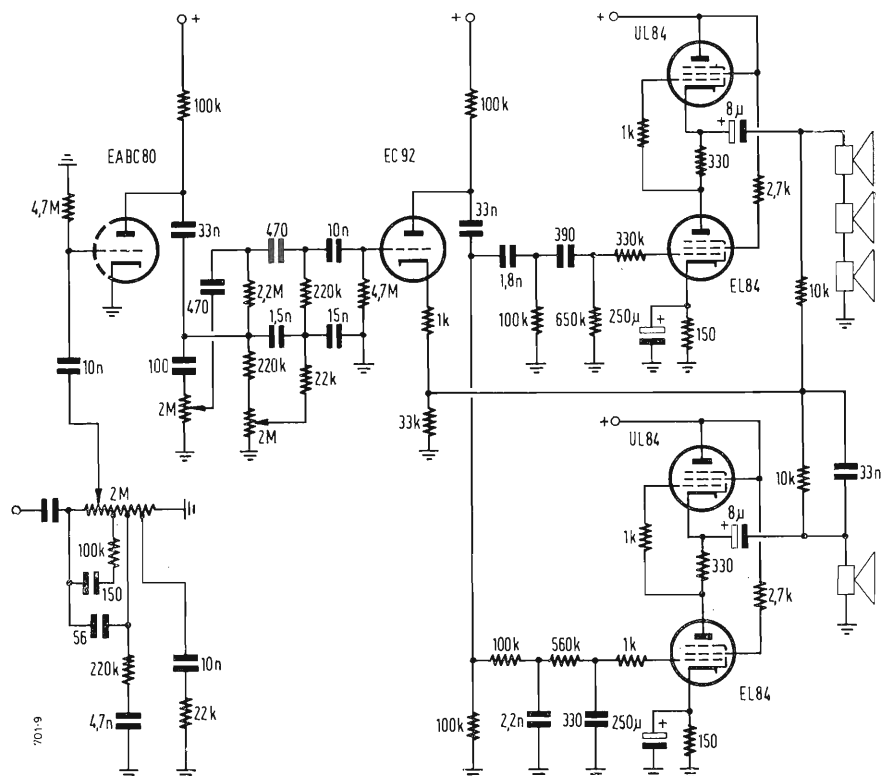



Fig. 7 Schema dell'amplificatore a due canali senza trasformatore d'uscita del Philips « Capella »

circuiti di « cross-over » inseriti sul secondario del trasformatore hanno l'inconveniente di dissipare una notevole parte dell'energia.

D'altra parte il trasformatore d'uscita comune deve ugualmente essere di alta qualità per potere utilizzare completamente l'ulteriore ripartizione in più canali. La utilizzazione di più trasformatori d'uscita rappresenta un progresso notevole, ma si preferisce una volta presa questa strada assegnare una valvola d'uscita a ciascun canale ed effettuare la ripartizione dove sono in gioco solo tensioni.

L'Imperial ha preferito ricorrere ad una soluzione intermedia (tipo « Graciosa »).

Lo stadio d'uscita in push-pull è comune. I trasformatori d'uscita sono due: uno per i toni bassi con grande numero di spire ed uno per gli acuti a bassa autoinduzione, quindi con nucleo piccolo e poche spire. La disposizione del circuito è riportata in fig. 8. Il primario del trasformatore degli acuti è diviso in due parti uguali inserite fra le due placche del push-pull e il trasformatore dei toni bassi. Quest'ultimo è shuntato da un condensatore di 50.000 pF: le note alte sono quindi applicate esclusivamente al loro trasformatore. Il primario del trasformatore degli

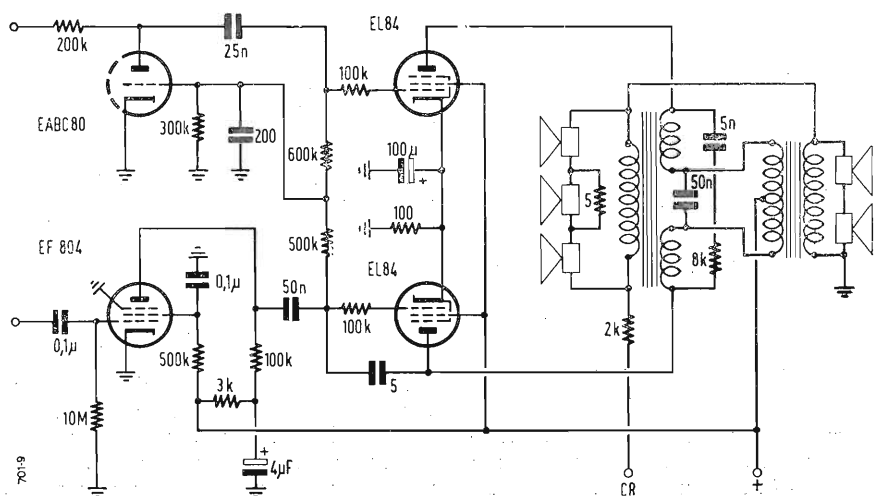



Fig. 8 - Amplificatore dell'Imperial « Graciosa ». La ripartizione è fatta nel circuito secondario dei due trasformatori di uscita.

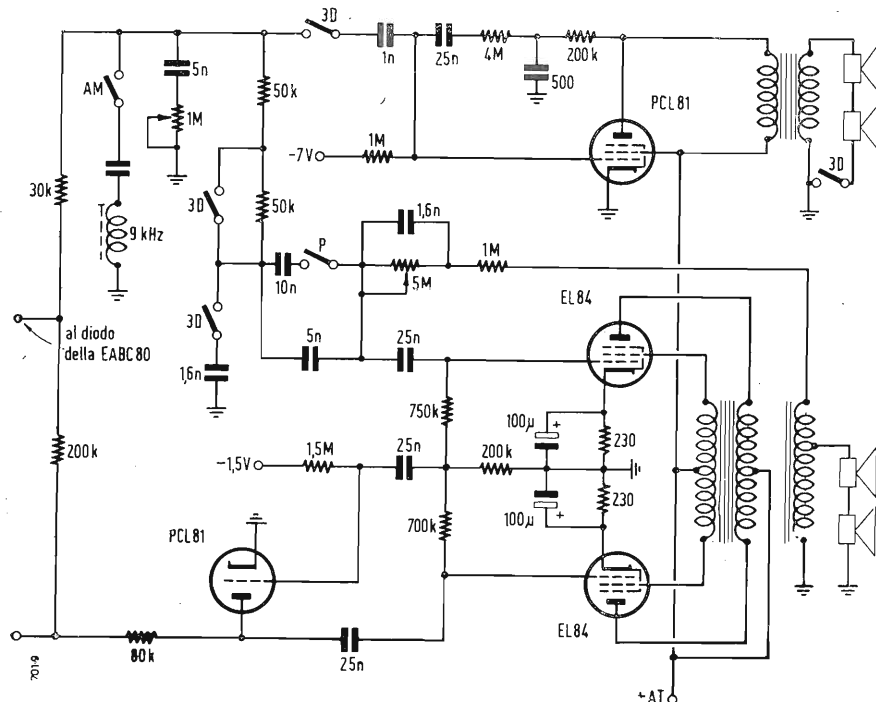



Fig. 9 - Moltiplicatore a due canali dell'Hellas « Plastik ».

acuti ha una autoinduzione trascurabile per le basse frequenze e la sua induttanza dispersa è trascurabile anche per le più alte frequenze della gamma fonica. La frequenza di transizione comune è sui 500 Hz.

L'altoparlante degli acuti, shuntato da una resistenza, è posto sul davanti del mobile. La resistenza serie è posta per ridurre l'intensità irradiata frontalmente e per aumentare l'effetto d'ambiente.

Notare l'utilizzazione della valvola EF 80 a debole fruscio e l'impiego del triodo della EABC 80 come sfasatore dello stadio push-pull. Il circuito di controreazione comprende un grande numero di filtri e correttori.

7. - STADIO D'USCITA A DUE CANALI.

Per giungere allo stesso scopo la Loewe-Opta ricorre a due stadi d'uscita separati. Le note basse sono amplificate da uno stadio push-pull ultralineare mentre le note alte sono amplificate in posizione 3D da una valvola separata funzionante in classe A: la sezione a pentodo del nuovo triodo-pentodo PCL81 è capace di erogare 2,4 W. Il triodo di questa valvola serve invece come sfasatore per il push-pull. Vedi fig. 9.

Lo stadio d'uscita delle note alte è fornito di un circuito di controreazione che rinforza le note alte mentre il condensatore di accoppiamento da 1000 pF impedisce il passaggio delle basse. In posizione 3D l'amplificazione delle note alte da parte del push-pull è ridotta per effetto del cortocircuito del condensatore da 1600 pF. L'interruttore *P* esclude invece il condensatore di accoppiamento da 10.000 pF attenuando così le note basse e aumentando l'intelligibilità della parola.

(*dott. ing. Giuseppe Baldan*)

(*Segue da pag.* 134)

punto *B*. Per la seconda linea di cortocircuito si ha ora corrispontentemente: suscettanza normalizzata in *B*:

$$B_B{}^* = 1{,}45$$

relativa suscettanza:

$$B_B = \frac{1{,}45}{70} = 0{,}0207 \qquad [S]$$

Per passare dal punto B al punto 1, la seconda linea di cortocircuito deve produrre una rotazione verso sinistra cioè deve presentare una suscettanza negativa (induttiva). La sua lunghezza si ricava dall'espressione:

$$-B_B = B_2 = -\frac{1}{Z_0} \operatorname{cotg} \frac{2\pi l_2}{\lambda}$$

cioè:

$$l_2 = 9{,}6 \qquad [cm]$$

6. - PERDITE NEL QUADRIPOLO DI ADATTAMENTO.

Determinante per l'impiego del quadripolo con due linee di cortocircuito come quadripolo di adattamento è la sua facile costruzione e maneggievolezza. Accanto a ciò si richiede però la massima possibile assenza di perdite, poichè la potenza perduta nel quadripolo di adattamento non giunge all'indicatore. Nelle linee di cortocircuito, si verificano delle perdite dovute all'effetto di pelle e agli imperfetti contatti agli estremi ed ai punti di connessione. Si verificano inoltre delle perdite nel dielettrico, che però si possono trascurare. Si deve fare principalmente attenzione a ciò: nessuna delle linee interessate deve avere lunghezza che si scosti meno di $\lambda/50$ da 0 o $\lambda/2$; si devono evitare senz'altro lunghezze superiori a $\lambda/2$; sulla linea intermedia non si deve formare alcun ventre di tensione; son sempre preferibili lunghezze di $\lambda/4$.

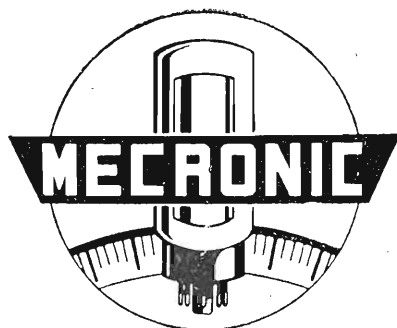
Lo schema totale per la misura di piccole potenze alle alte frequenze col ponte bolometrico è illustrato in fig. 5.

7. - RISULTATI DELLE MISURE.

La disposizione descritta è stata usata nella gamma di frequenze 200 ÷ ÷ 600 MHz. La più piccola potenza da misurare era di 10^{-6}W. Questa potenza provocava sullo strumento indicatore del ponte una deviazione di 5 divisioni sulle 100 di fondo scala.

8. - SIMBOLI USATI.

B_b = ponte bolometrico.
F_b = zoccolo del bolometro.
R_b = bolometro.
L_1, L_2 = linee di cortocircuito Z = 70 [Ω], l_{max} = 700 [mm]
L_3 = linea intermedia.
R_N = resistenza campione 20 [Ω] per la scelta del punto di lavoro del bolometro.
R_h = resistenza campione 30 ÷ 40 [Ω] per il ramo potenziometrico.
R_R = potenziometro per la regolazione della corrente continua d'alimentazione del ponte (100 [Ω]).
R_S = potenziometro a filo 1 ÷ 2 [Ω]
K = circuito potenziometrico 0,01 mV· ÷ 1,5 V/ ± 0,3%.
E_N = pila campione.
G_1 = galvanometro del ponte bolometrico.
G_2 = galvanometro del circuito potenziometrico.
B_1 = batteria del ponte bolometrico.
B_2 = batteria del circuito potenziometrico.
R_H = potenziometro per la regolazione della corrente del circuito di compensazione.

(*dott. ing. Franco Castellano*)

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. 130/S

Sonda per R.F. con tubo elettron. - Misura capacità da 10 PF a 4000 PF - Sonda per A.T. fino a 50000 V.
Per la misura del valore fra picco e picco di tensioni di forma qualsiasi da 0,2 a 4200 V; del valore efficace di tensioni sinoidali da 0,1 a 1500 V; di tensioni c. c. positive e negative da 0,1 a 1500 V; di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; di capacità da 10 pF a 4000 pF. Con la Testina R. F. le misure di valore efficace si estendono fino a 250 MHz.

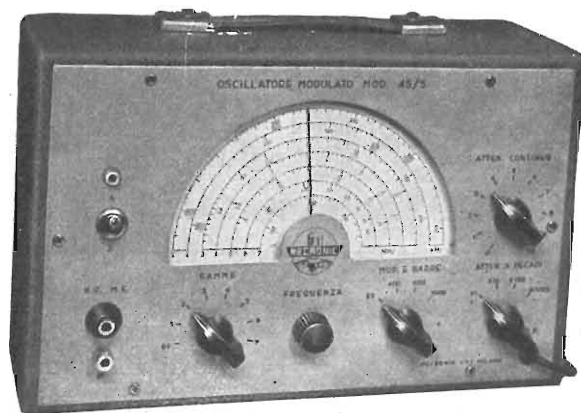
MEGACICLIMETRO Mod. 32/S

Taratura di frequenza: ± 2 % Portata: 2 MHz ÷ 360 MHz generatore di barre

Per determinare frequenze di risonanze di circuiti accordati, antenne, linee di trasmissione, condensatori di fuga, bobine di arresto ecc. Per misure di induttanze e capacità. Può essere usato come generatore di segnali, marker, generatore per TV. Modulato al 100 % con barre ecc.

MISURATORE DI CAMPO Mod. 105/S

Sensibilità da 5 μ V 50.000 μ V

Per la determinazione dell'antenna più adatta in ogni luogo, anche dove il campo è debolissimo. Per la determinazione dell'altezza e dell'orientamento delle antenne. Per la ricerca di riflessioni. Controllo dell'attenuazione delle discese, del funzionamento dei Booster di impianti multipli ecc.

OSCILLATORE MODULATO
Mod. 45/S - **Per Radio FM e TV**

Campo di frequenza: 150 kHz ÷ 225 in 7 gamme. Modulazione: interna a 400-800-1000 Hz - Barre orizzontali - Morsetti per modul. esterna e Barre verticali - Uscita BF - Doppia schermatura - 2 attenuatori.

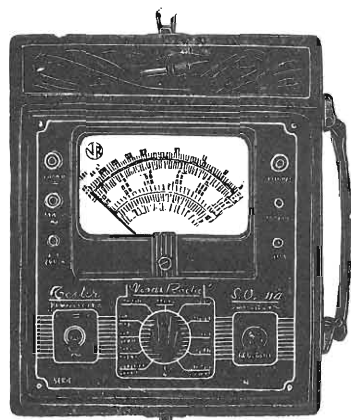
Richiedete BOLLETTINI DI INFORMAZIONI **MECRONIC**

MECRONIC - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO JAN 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

CIFTE La valvola elettronica di qualità

VORAX RADIO - Viale Piave 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie, pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 uA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA

- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da — 3 a + 55.

Dimensioni: mm. 240 × 210 × 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122

preciso, stabile

INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A	da	147	a	200	KHz	E	da	1,4	a	3,5	MHz
B	da	200	a	520	KHz	F	da	3,5	a	9	MHz
C	da	517,5	a	702	KHz	G	da	7	a	18	MHz
D	da	0,7	a	1,75	MHz	H	da	10,5	a	27	MHz

Dimensioni: mm. 240 × 180 × 130
Peso netto: Kg. 4 circa

CIFTE *La valvola elettronica di qualità*

TORINO - Via Carena, 6
Telefono: N. 553.315

PRESENTA IL:

Telerama!

"Il TV che ognuno brama"

Compendio del Progresso Tecnico Mondiale

Chiedete prospetti della produzione di Radioricevitori e Televisori 1955-56

CIFTE *La valvola elettronica di qualità*

CIFTE *La valvola elettronica di qualità*

LA RADIOTECNICA

di Mario Festa

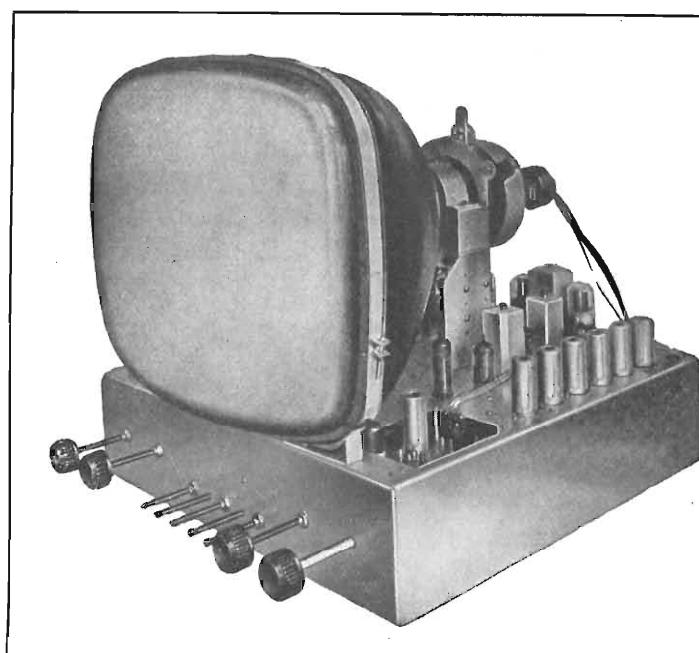
Valvole per industrie elettroniche
Valvole per industrie in genere
Deposito Radio e Televisori Marelli

•

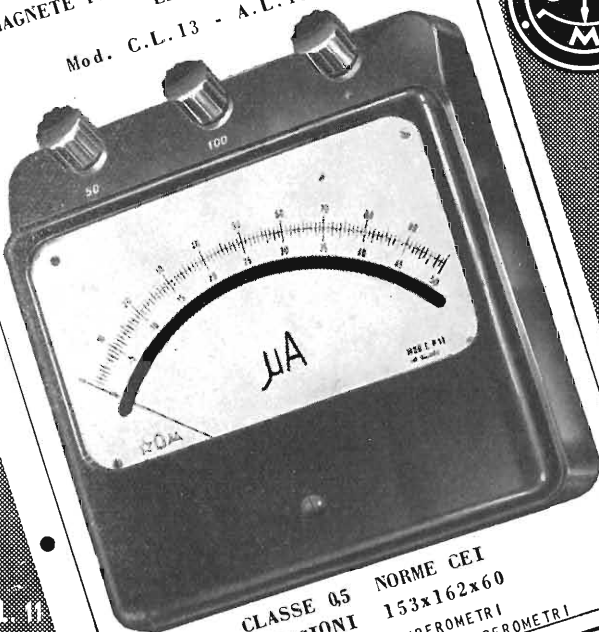
Valvole per usi industriali a pronta consegna

•

- MILANO -
Via Napo Torriani, 3
Tel. 661.880 - 667.992

TRAM 2 - 7 - 16 - 20 - 28 (vicino alla Stazione Centrale)

TELEVISIONE "TUTTO PER LA RADIO„
Via B. Galliari, 4 (Porta Nuova) - Tel. 61.148 - Torino
Anche a Torino... a prezzi di concorrenza troverete

Scatola di montaggio per tubo da 17" con telaini premontati collaudati e tarati. Massima semplicità e facilità di montaggio. Successo garantito.

Parti staccate per TV Geloso Philips e Midwest.
Televisori Geloso Emerson-Blaupunkt.
Accessori e scatole di montaggio radio.
Strumenti di misura.
Oscilloscopi Sylvania Tungsol.
Valvole di tutti i tipi.
FIVRE - PHILIPS - MARCONI - SYLVANIA
Esclusivista **Valvole MAZDA**
Sconti speciali ai rivenditori.

Laboratorio attrezzato per la migliore assistenza tecnica

CIFTE *La valvola elettronica di qualità*

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Tel. 4102 | **MILANO** - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 383371

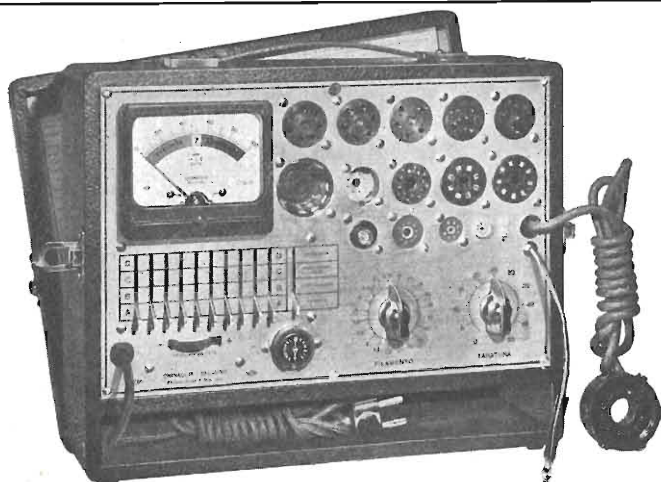
GENOVA - Via Sottoripa, 7 - Tel. 290217
FIRENZE - Via Venezia 10 - Tel. 588431
NAPOLI - Via Morghen 33 - Tel. 75239
PALERMO - Via Ros. Pilo 28 - Tel. 13385

NUOVO PROVAVALVOLE

mod. 560

per il controllo delle valvole

Europee - Americane - Octal - Noval
Miniatura - Lokin - Sub-miniatura
Duodecal per Cinescopi TV

Dimensioni m/m 245x305 x 115

MICROTESTER 22

CON SIGNAL TRACER

dimensioni m/m 123 x 95 x 45

PREZZO L. 13.500

franco nostro stabilimento
compreso coppia puntali
L'astuccio fa già parte dell'apparecchio

MICROTESTER 22

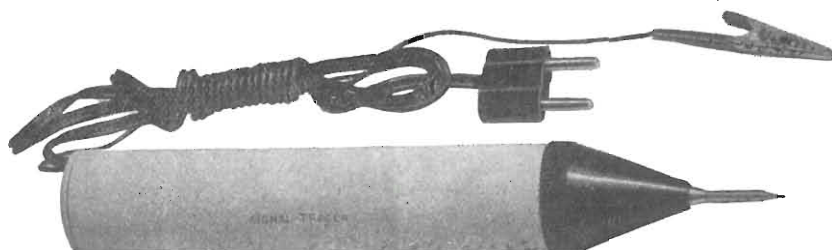
5000 OHM V. cc - ca.

18 portate

dimensioni m/m 95 x 84 x 45

PREZZO L. 7.500

franco nostro stabilimento
compreso coppia puntali
L'astuccio fa già parte dell'apparecchio

GLI APPARECCHI DI CLASSE A BASSO PREZZO

PUNTALE "SIGNAL TRACER„

valvola incorporata tipo DCC 90

per la ricerca dei guasti nei radioricevitori

L. 7.500

franco nostro stabilimento

FIERA DI MILANO - Padiglione Elettrotecnica Posteggio 33099